I S S N 0243 489 X

ELECTRONIQUE APPLICATIONS



Bimestriel N° 44 - 25 F Octobre-Novembre 1985
SUISSE : 8 FS - TUNISIE : 2 645 MIL - CANADA : CAN $ 3,5 - ESPAGNE : 500 PESETAS - BELGIQUE : 185 F.B.



ELECTRONIQUE APPLICATIONS

visu

ELECTRONIQUE APPLICATIONS
est une publication bimestrielle
de la Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Dépôt légal : Septembre 1985 N° éditeur : 1326

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication : **Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**

Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Direction des ventes : **Joël Petauton.**

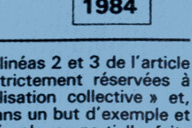
Ce numéro a été tiré à **50 000 exemplaires**

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **110 F** (France) - **160 F** (Etranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh

Chef de publicité : **Francine Fohrer**



Distribué par SAEM Transports Presse Imprimerie S.N.I.L.-Aulnay

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

BIMESTRIEL / OCTOBRE-NOVEMBRE 85

SOMMAIRE

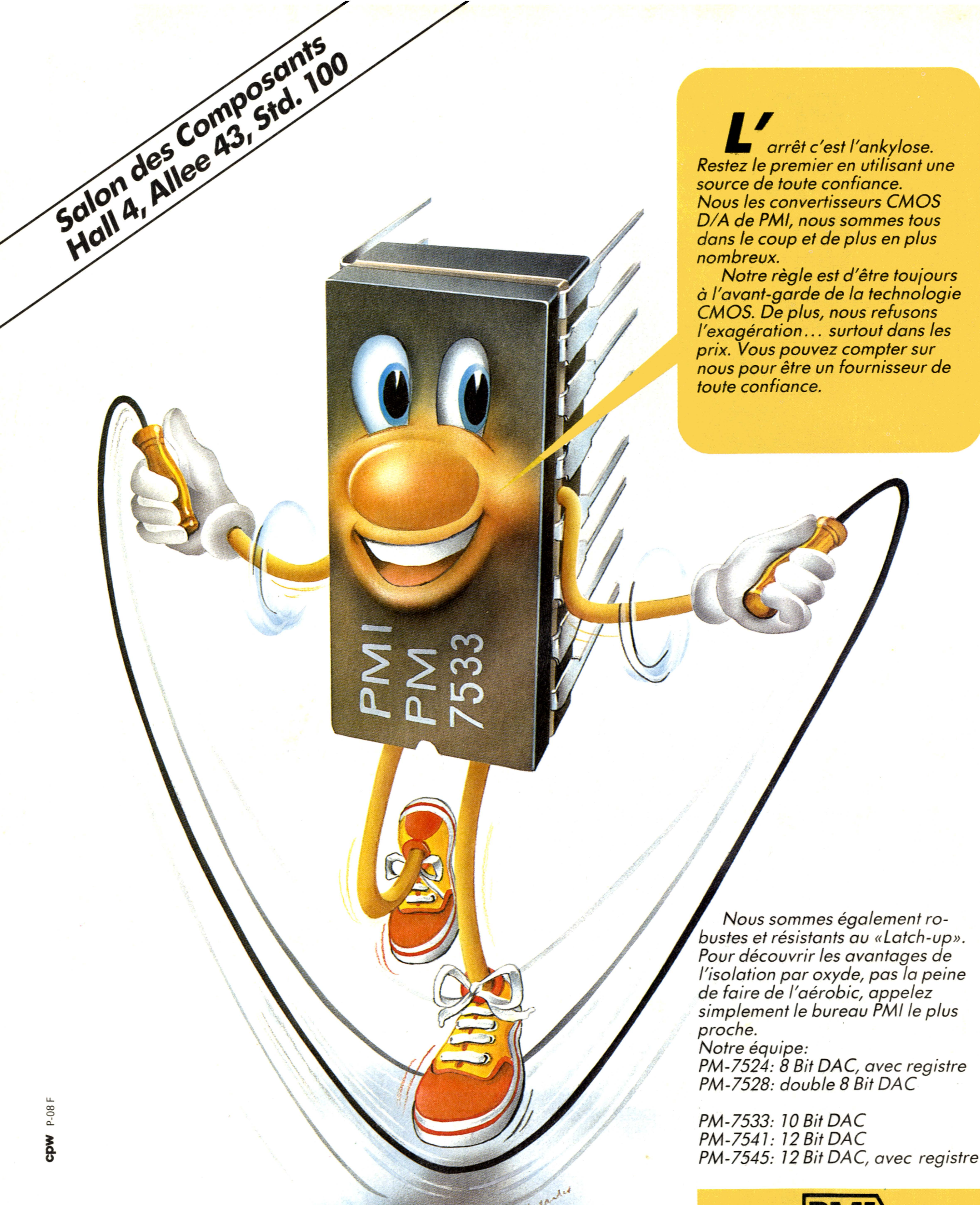
visu



NUMERO SPECIAL HORS SERIE

Pour la première fois, *Electronique Applications* éditera un numéro hors série consacré aux COMPOSANTS ELECTRONIQUES et qui portera le numéro 44 bis. **Sortie le 25 octobre.**
De nombreux articles d'applications et technologiques vous y attendent.

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard – Imprimerie S.N.I.L., Aulnay – Commission Paritaire N° 59-178


Salon des Composants
Hall 4, Allee 43, Std. 100
L'arrêt c'est l'ankylose.
Restez le premier en utilisant une source de toute confiance.
Nous les convertisseurs CMOS D/A de PMI, nous sommes tous dans le coup et de plus en plus nombreux.
Notre règle est d'être toujours à l'avant-garde de la technologie CMOS. De plus, nous refusons l'exagération... surtout dans les prix. Vous pouvez compter sur nous pour être un fournisseur de toute confiance.
PMI
PM
7533
Nous sommes également robustes et résistants au «Latch-up». Pour découvrir les avantages de l'isolation par oxyde, pas la peine de faire de l'aérobic, appelez simplement le bureau PMI le plus proche.
Notre équipe:
PM-7524: 8 Bit DAC, avec registre
PM-7528: double 8 Bit DAC
PM-7533: 10 Bit DAC
PM-7541: 12 Bit DAC
PM-7545: 12 Bit DAC, avec registre
cpw P-08 F



Un convertisseur fréquence-tension TBF

La conversion fréquence-tension est un procédé bien connu, et de nombreux circuits du commerce permettent de réaliser des montages assez simples et performants.

Des problèmes apparaissent cependant lorsqu'on souhaite travailler en très basse fréquence (TBF). Les circuits décrits ci-après ont justement pour objet de proposer des éléments de réponse, ainsi qu'une application pratique. La méthode utilisée est suffisamment générale pour que chacun puisse l'adapter à un cas particulier de conversion F/V.

Données du problème

Il existe de nombreuses façons de convertir une donnée initialement disponible sous la forme d'un signal de fréquence variable en une tension variant proportionnellement à cette fréquence :

– si la plage de variation (Δf) est assez faible et centrée autour d'une fréquence f_0 donnée, on peut penser utiliser les discriminateurs FM classiques ;

– si la fréquence doit varier dans de grandes proportions (rapport 1 à 10, ou plus), cette méthode n'est plus applicable, et il faut recourir à des montages plus élaborés faisant, par exemple, appel à des circuits intégrés du commerce (il en existe de nombreux types) qui, en général, permettent d'avoir le résultat souhaité sans trop de difficultés ;

– si l'on impose, de plus, de travailler en très basse fréquence, on se heurte alors à des problèmes liés au principe même de ces convertisseurs : il est, en général, nécessaire quelque part de filtrer un certain signal, souvent présent sous forme de créneaux rectangulaires, afin d'obtenir sa valeur moyenne. Il est alors à peu près impossible d'éviter une ondulation résiduelle sur le signal de sortie. Cette ondulation peut être très gênante, surtout quand on travaille en très basse fréquence et que la tension utile en sortie du convertisseur est faible. Elle peut conduire alors à des erreurs de mesure importantes et provoquer des fonctionnements erratiques de tout l'appareillage.

Dans le cas qui nous concernait, nous avions le problème suivant : l'information fréquence provenait d'un débitmètre et avait les caractéristiques suivantes :
– signal rectangulaire d'amplitude égale à 2 $V_{CàC}$,
– signal maximal : 6,5 l/mn, soit environ 500 Hz,
– débit minimal : 0,26 l/mn, soit environ 20 Hz,
– précision : ± 1 %.

Notons que ces caractéristiques ne sont pas très contraignantes et que l'on peut trouver des débitmètres pour lesquels la fréquence minimale est de l'ordre de 10 Hz. Les problèmes de filtrage de l'ondulation résiduelle sont alors plus délicats à résoudre. On peut penser supprimer cette ondulation en effectuant directement une mesure de la fréquence au moyen d'un fréquencemètre, mais on s'aperçoit alors que si la fréquence minimale à mesurer est f = 10 Hz, il faut effectuer un comptage sur 10 secondes afin d'espérer obtenir une précision de l'ordre de 1 %.

Ce long temps de mesure signifie que l'on ne peut suivre les variations « rapides » de la fréquence et donc, dans notre cas, du débit.

Etude théorique

Compte tenu des spécifications du débitmètre utilisé, nous avons adopté le cahier des charges suivant, permettant l'utilisation avec un signal de forme quelconque :
– signal d'entrée : V_e = 100 $mV_{CàC}$,
– fréquence d'entrée minimale : f_{min} = 20 Hz,
– fréquence d'entrée maximale : f_{max} = 500 Hz,
– précision souhaitée : mieux que 0,5 %,
– tension de sortie à f_{max} : V_{max} = 5 V,
– ondulation résiduelle : nulle si possible.

Nous verrons par la suite qu'il est très facile de s'adapter à d'autres gammes de fréquence.

Le principe utilisé est celui du compteur réciproque. Le signal à convertir (V_e) fournit un signal (T) qui ouvre une porte et permet le comptage de l'oscillateur auxiliaire (f_{osc}) pendant une période de V_e. Le résultat du comptage est un nombre N = T · f_{osc}, qui est inversement proportionnel à la fréquence de V_e. Il est donc nécessaire de faire suivre ce comptage par un circuit diviseur permettant de réaliser l'inversion N → 1/N et donc d'accéder à une information proportionnelle à la fréquence de V_e **(fig. 1)**.

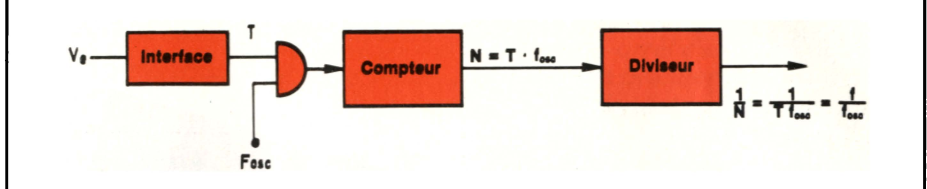


Fig. 1. – Principe du convertisseur.

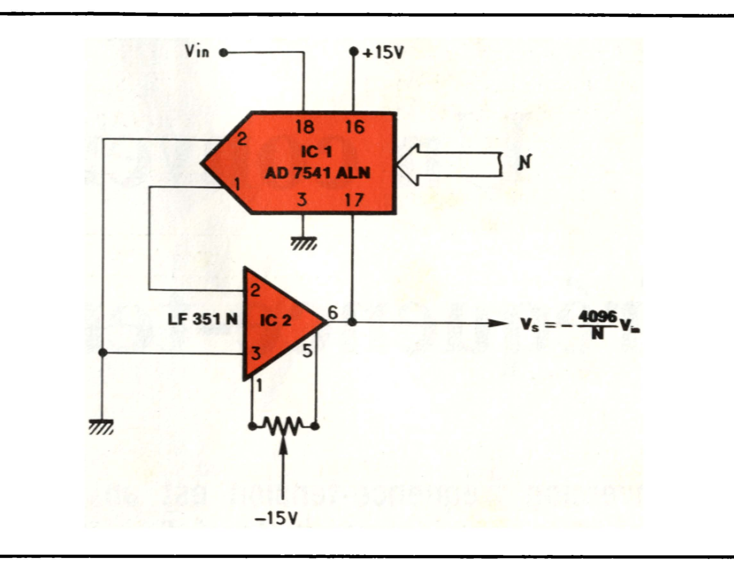


Fig. 2. – Réalisation du diviseur contrôlé numériquement.

Diviseur

Plutôt que d'utiliser une méthode numérique lourde pour réaliser cette division, nous avons préféré utiliser un système donnant directement une tension analogique et faisant simplement appel à un convertisseur N/A AD 7541 ALN et à un amplificateur opérationnel LF 351 **(fig. 2)**. Compte tenu de la structure interne du AD 7541 ALN, il est aisé de se rendre compte que :

$$V_s = -\frac{4096}{N} V_{in}$$

et que l'on obtient bien ainsi le résultat souhaité. Il y a peu de choses à dire si ce n'est que ce montage fonctionne très bien, mais pourrait se saturer si N devient trop petit.

Notons quand même que le nombre N ne peut *a priori* varier que de 0 à 4095, car le AD 7541 LN travaille sur 12 bits et que la plus petite variation possible est bien sûr égale à 1. Cela implique que la résolution du système ne sera pas la même suivant que N est grand ou petit. Prenons pour fixer les idées le cas N = 1000. Une variation de 1 sur N induit une variation relative de $\Delta V_s/V_s \simeq 10^{-3}$, c'est-à-dire de 0,1 %.

Si, en revanche, N = 100, la même variation produira un $\Delta V_s/V_s \simeq 0{,}01$, donc une variation de 1 %. Remarquons qu'il s'agit là d'un problème de résolution et non, à proprement parler, de précision, la courbe $V_s = g(f)$ était quantifiée. Cet exemple montre que si l'on veut que la résolution soit suffisante, il faut travailler avec N grand, ce qui, pour un convertisseur N/A donné, peut limiter la gamme utile. Une solution simple consiste à utiliser des convertisseurs travaillant sur 14 ou 16 bits, ce qui ne change rien au principe. Avec un circuit 14 bits, N_{max} = 16 383, et pour N = 4000, une variation d'une unité sur N implique une variation $\Delta V_s/V_s \simeq 2{,}5 \cdot 10^{-4}$; nous aurons donc pour un convertisseur 12 bits les résultats du **tableau 1**.

Pour un convertisseur 14 bits, on obtiendra les résultats du **tableau 2.**

Comptage

Nous avons vu que le convertisseur N/A nécessite 12 bits en entrée. Ceci détermine donc automatiquement la taille utile du compteur et, compte tenu des fréquences f_{min} et f_{max}, la valeur de f_{osc}.

pour $f = f_{min}$	$N = N_{max} = 4095$	résolution $\simeq$ 0,024 %
pour $f = f_{max}$	$N = N_{min} = 164$	résolution $\simeq$ 0,6 %

Tableau 1

$f = f_{min}$	$N = N_{max} = 16\,383$	résolution $\simeq 6 \cdot 10^{-5}$
$f = f_{max}$	$N = N_{min} = 655$	résolution $\simeq 1{,}5 \cdot 10^{-3}$

Tableau 2

En effet, la valeur de N sera maximum pour :

$f = f_{min}$
puisque $N_{max} = T_{max} \cdot f_{osc}$
soit f_{osc}/f_{min}.

On en déduit donc :
$f_{osc} = N_{max} \cdot f_{min}$
et ici :
$f_{osc} = 4095 \cdot 20 = 81{,}90$ kHz.

On prendra donc *a priori* un oscillateur ayant une fréquence proche de cette valeur, par exemple $f_{osc} = 80$ ou 100 kHz, qui existe sous forme de modules dans le commerce. Nous prendrons désormais, pour des raisons de disponibilité, cette dernière valeur pour f_{osc}, ce qui conduit à avoir alors :

$$f_{min} = \frac{100\,000}{4095} \simeq 24{,}42 \text{ Hz}$$

$$f_{max} = f_{min} \times 25 = 24{,}42 \times 25 = 610{,}5 \text{ Hz}$$

valeurs cohérentes avec celles données par le débitmètre.

En pratique, le compteur a été réalisé avec des circuits 74 C 161, compteurs synchrones montés en cascade suivant la **figure 3**.

On remarque que le signal T joue sur l'entrée « clear » des compteurs qui sont donc bloqués à zéro, tant que T = « 0 ». Ce montage est très facilement extensible à un nombre quelconque de bits, en n'oubliant pas de modifier la fréquence d'horloge en conséquence.

Circuits annexes

Les circuits principaux ayant déjà été étudiés, il reste à voir les circuits qui en permettent un fonctionnement correct.

– **Circuit d'entrée :** C'est celui qui doit faire la transition entre le signal d'entrée V_e, de fréquence f, et les circuits logiques. Il était donc nécessaire de disposer en entrée d'un comparateur. Notre choix s'est porté sur le LM 311 N, qui est très pratique d'utilisation. Le schéma de principe est représenté en **figure 4**.

Il n'y a pas grand chose à dire, sauf que le comparateur est alimenté en + 5 V, – 15 V. Notons la présence de la résistance de 56 kΩ dont le rôle est de procurer quelques dizaines de mV d'hystérésis pour éviter des oscillations parasites en sortie. Cette sortie TTL attaque alors un bistable 74 C 76 monté en diviseur par 2, qui fournit le signal T déjà vu ainsi que son complément $\overline{T}$ dont nous verrons le rôle dans le paragraphe suivant.

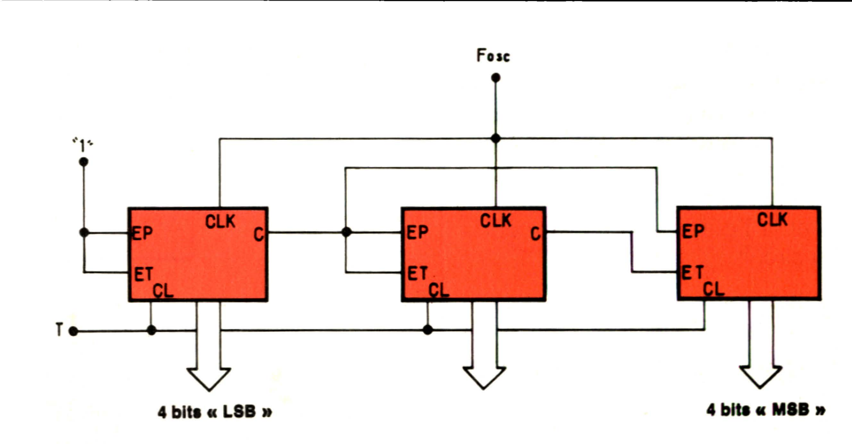


Fig. 3. – Compteur 12 bits.

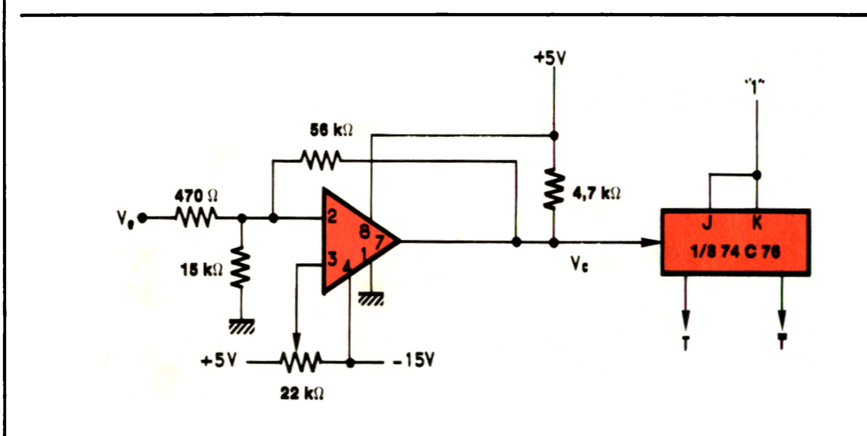


Fig. 4. – Circuits d'entrée. Le comparateur est un LM 311 N.

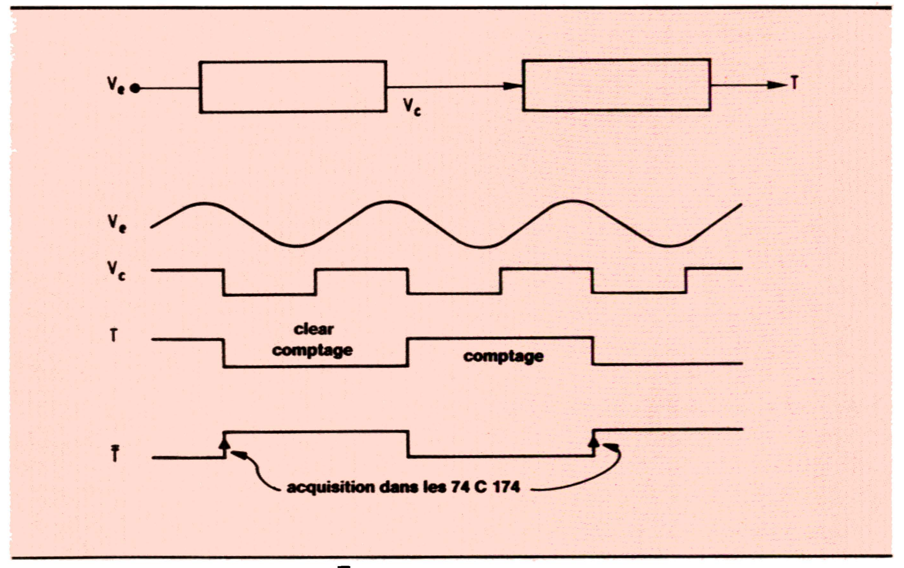


Fig. 5. – Relations entre V_e, V_c, T et $\overline{T}$.

– **Circuits mémoires :** Le montage de principe de la **figure 1** présente un inconvénient majeur. Quand le comptage est à zéro (niveau bas de T), la sortie V_s est en saturation, et quand T = « 1 », la sortie du compteur varie en permanence, et donc aussi V_s. Il est donc nécessaire de faire suivre les

compteurs par des circuits mémoires permettant de stocker l'information représentée par la valeur du nombre N. Ceci a été fait au moyen de 74 C 174 qui acquièrent l'information sur une transition montante de leur horloge constituée par T. La **figure 5** donne le chronogramme des événements et la **figure 6** le montage complet du circuit.

– **Oscillateur à quartz** : C'est un montage utilisant un 74 C 04 et un quartz à 100 kHz suivant le circuit de la **figure 7.** Il fournit des signaux rectangulaires à la sortie du 74 C 04 qui attaquent directement les compteurs 74 C 161.

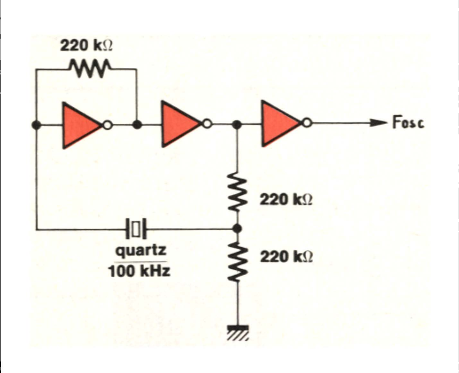


Fig. 7. – Oscillateur à quartz.

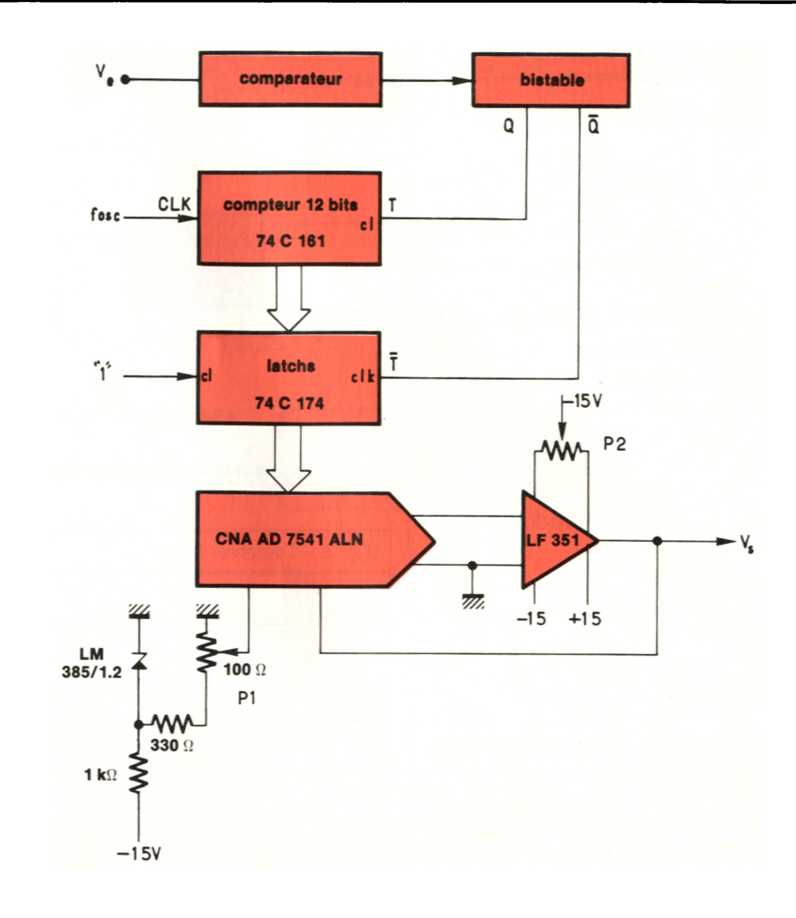


Fig. 6. – Montage complet.

– **Autres circuits :**

● Il s'agit essentiellement de celui fournissant la tension V_{in} ; V_s étant égale à (– 4096/N) V_{in}, il faut que V_{in} soit négative pour que V_{smax} = 5 V, on doit avoir :

$$V_i = -\frac{V_s \cdot N_{min}}{4095} \simeq -200 \text{ mV}$$

pour N_{min} = 164. Cette valeur est obtenue au moyen de la référence de type LM 385/1.2. fournissant une tension de – 1,22 V, qui est ensuite divisée pour obtenir les – 200 mV sous basse impédance ; le potentiomètre P_1 permet de parfaire le réglage.

● Sur l'ampli opérationnel de sortie, il est prévu un réglage d'offset afin de diminuer l'erreur de sortie : potentiomètre P_2.

● **Alimentation** : Elle a été obtenue dans notre cas par un petit transformateur (5 VA) suivi des classiques circuits de redressement-filtrage et régulation. Les tensions ± 15 V sont obtenues au moyen de régulateurs LM 7815 et LM 7915, et le + 5 V au moyen d'un LM 7805. Nous ne nous étendrons pas plus sur ce sujet car ces circuits sont très communs et fonctionnent sans aucune difficultés **(fig. 8).** Précisons qu'il est bon de prévoir des découplages d'alimentation près du convertisseur N/A et de l'amplificateur opérationnel.

Réglages

Ils se résument à deux choses :

– **le réglage d'offset** : pour cela, il suffit de régler V_{in} à zéro par le potentiomètre P_1 en ayant une fréquence d'entrée assez élevée, N étant de l'ordre de 160. Quand V_{in} = 0, on règle P_2 pour que V_s = 0, en vérifiant la stabilité de V_s en fonction de f.

– **le réglage de pleine échelle par P_1** : V_s = 5 V quand f = 500 Hz.

Performances obtenues

– **Ondulation résiduelle** : elle est évidemment nulle si f est constante puisque le nombre N est alors constant.

– **Gamme de fréquences d'entrée,** avec f_{osc} = 100 kHz : fréquences utiles ≃ 24 Hz à 600 Hz ; fréquences possibles ≃ 24 Hz à 2 000 Hz environ avec perte de résolution en fonction de la fréquence. On peut augmenter cette dernière valeur en prenant, par exemple, V_s = 1 V au lieu de 5 V pour N = 164.

– **Résolution** : à f ≃ 24 Hz, N ≃4095, résolution ≃ 2,5 · 10^{-4} ; à f ≃ 600 Hz, N ≃ 164, résolution ≃ 6 · 10^{-3}.

– **Temps d'établissement** : deux périodes du signal d'entrée lors de l'apparition de V_e.

– **Rafraîchissement de l'information** : deux périodes de V_e.

– **Stabilité en température** : elle est essentiellement due à V_{in} qui est donnée par une référence de stabilité : 2 · 10^{-5}/°C.

– **Stabilité en fonction des tensions d'alimentation,** pour V_s = 5 000 mV :

– Une variation de ± 1 V sur le + 5 V entraîne une variation ΔV_s = 0,1 mV.

– Une variation de ± 1 V sur le + 15 V entraîne ± 0,2 mV : une variation de ± 1 V sur le – 15 V entraîne ± 0,5 mV.

– Pour V_s = 410 mV : ± 1 V sur le + 5 V induit V_s = ± 0,1 mV : ± 1 V sur le + 15 V induit V_s = ± 0,2 mV ; ± 1 V sur le – 15 V induit V_s = ± 0,5 mV.

Ces résultats montrent que la tension V_s est très peu affectée par les variations de l'alimentation et que, en pratique, on peut s'attendre à ne pas avoir de problèmes si l'on utilise, comme c'est le cas, des régulateurs intégrés.

– **Précision :** le **tableau 3** donne, en fonction de N, les valeurs de la tension V_s théorique, la tension V_s réelle, l'erreur en %. Les résultats obtenus sont, on le voit, conformes au cahier des charges.

Remarques

– Ce montage a parfaitement fonctionné avec des fréquences f_{osc} variables entre quelques hertz et environ 300 kHz, la gamme de fréquence d'entrée étant alors variable en conséquence. La « limitation » vers les fréquences basses de f_{osc} étant essentiellement liée aux temps nécessaires à une mesure ; en effet, si f_{osc} = 10 Hz et N = 500, on obtient T = N/f_{osc} = 500/10 = 50 s. Or un cycle de mesure prend une durée égale à 2 T (voir **fig. 5**) et donc l'information est rafraîchie toutes les 100 s.

– Il est parfaitement possible d'utiliser des circuits intégrés autres que ceux employés dans ce montage, qui avait surtout pour but de vérifier la validité des hypothèses faites. En particulier, on peut utiliser d'autres circuits que les 74 C 161 dont les entrées de programmation sont ici inutilisées. Les 74 C 174 peuvent être remplacés par des « latch octal » et le convertisseur par des modèles à 14 ou 16 bits, comme déjà indiqué et pouvant d'ailleurs comprendre les latchs en entrée.

L'oscillateur peut être fait à partir d'un quartz du commerce avec éventuellement des divisions de fréquence supplémentaires.

– Dans le cas où la tension de sortie V_s doit faire l'objet d'un traitement numérique ultérieur, il est possible de prévoir un étage de latchs supplémentaires entre le comptage et le convertisseur N/A de façon à synchroniser les variations de V_s avec les ordres d'échantillonnage **(fig. 9)**. En effet, l'unité d'acquisition qui fait suite au convertisseur fréquence, tension a en

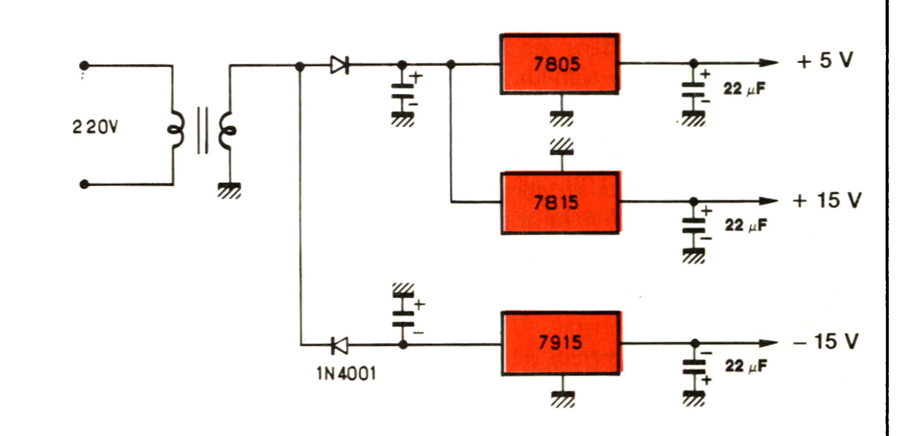


Fig. 8. – Alimentation.

f (Hz)	N = f_{osc}/f	V_s (mV)	V_sth (mV)	Erreur	f (Hz)	N = f_{osc}/f	V_s (mV)	V_sth (mV)	Erreur
1666,67	60	13648	13667	$-1,4.10^{-3}$	105,26	950	863,5	863,16	$4\ .10^{-4}$
1428,57	70	11697	11714	$-1,5.10^{-3}$	100	1000	820,3	820	$3,8.10^{-4}$
1250	80	10236	10250	$-1,3.10^{-3}$	90,9	1100	745,8	745,5	$4,6.10^{-4}$
1111,11	90	9099	9111	$-1,3.10^{-3}$	83,3	1200	683,65	683,33	$4,6.10^{-4}$
1000	100	8193,6	8200	$-7,8.10^{-4}$	76,9	1300	631,1	630,8	$5\ .10^{-4}$
909,1	110	7450	7454,5	$-6\ .10^{-4}$	71,4	1400	586	585,7	$5\ .10^{-4}$
833,3	120	6829	6833,3	$-6,3.10^{-4}$	66,67	1500	546,9	546,7	$3,6.10^{-4}$
769,2	130	6310,6	6307,7	$+4,6.10^{-4}$	62,5	1600	512,7	512,5	$3,9.10^{-4}$
714,3	140	5858,1	5857,1	$1,6.10^{-4}$	58,82	1700	482,54	482,35	$3,9.10^{-4}$
666,66	150	5467,4	5466,7	$1,3.10^{-4}$	55,55	1800	455,76	455,55	$4,5.10^{-4}$
625	160	5126	5125	$2\ .10^{-4}$	52,63	1900	431,72	431,58	$3,3.10^{-4}$
609,8	164	5000,3	5000	$6\ .10^{-5}$	50	2000	410,27	410	$6,6.10^{-4}$
588,2	170	4824	4823,5	$1\ .10^{-4}$	47,62	2100	390,7	390,5	$5\ .10^{-4}$
555,56	180	4556,1	4555,6	$1,2.10^{-4}$	45,45	2200	372,9	372,7	$5\ .10^{-4}$
526,3	190	4316,9	4315,8	$2,5.10^{-4}$	43,48	2300	356,7	356,5	$5,6.10^{-4}$
500	200	4099,6	4100	$-1\ .10^{-4}$	41,67	2400	341,9	341,7	$5,8.10^{-4}$
400	250	3280,5	3280	$+1,5.10^{-4}$	40	2500	328,12	328	$3,7.10^{-4}$
333,3	300	2733,9	2733,3	$2,2.10^{-4}$	38,46	2600	315,49	315,38	$3,5.10^{-4}$
285,7	350	2343,2	2342,9	$1,5.10^{-4}$	37,04	2700	303,8	303,7	$3,3.10^{-4}$
250	400	2050,9	2050	$4,4.10^{-4}$	35,71	2800	292,95	292,85	$3,4.10^{-4}$
222,2	450	1823	1822,2	$4,3.10^{-4}$	34,48	2900	282,84	282,76	$2,9.10^{-4}$
200	500	1640,7	1640	$4,3.10^{-4}$	33,33	3000	273,43	273,33	$3,7.10^{-4}$
181,82	550	1491,3	1490,9	$2,6.10^{-4}$	32,26	3100	264,6	264,52	$3\ .10^{-4}$
166,67	600	1366,8	1366,66	$1\ .10^{-4}$	30,3	3300	248,56	248,48	$3,2.10^{-4}$
153,85	650	1261,9	1261,54	$2,8.10^{-4}$	28,57	3500	234,36	234,29	$3\ .10^{-4}$
142,86	700	1171,8	1171,43	$3,2.10^{-4}$	27,03	3700	221,68	221,62	$2,7.10^{-4}$
133,33	750	1093,7	1093,3	$3,6.10^{-4}$	25,64	3900	210,31	210,26	$2,4.10^{-4}$
125	800	1025,4	1025	$4\ .10^{-4}$	25	4000	205,07	205	$3,4.10^{-4}$
117,6	850	965	964,7	$3,5.10^{-4}$	24,69	4050	202,52	202,47	$2,5.10^{-4}$
111,1	900	911,6	911,1	$5\ .10^{-4}$	24,45	4090	200,55	200,49	$3\ .10^{-4}$

Tableau 3. – Valeurs de V_s et de l'erreur relative en fonction de N = f_{osc}/f.

général son propre rythme d'échantillonnage et il n'y a aucune raison pour que ces acquisitions se fassent de façon synchrone aux variations de N. Il est possible, de la manière indiquée, de les resynchroniser simplement.

Notons que certains convertisseurs N/A (AD 7522, AD 7534, etc.) sont équipés de deux séries de latchs pour de telles éventualités, ce qui réduit évidemment la complexité du câblage et les risques d'erreurs. Il faudra éven-

tuellement prévoir une modification des ordres d'écriture dans les registres d'entrée avec des signaux différents de T. Terminons en signalant une évidence : s'il est facile de réaliser une division numérique, il suffit bien sûr de faire l'acquisition en sortie de comptage, ce qui améliorera la précision des mesures.

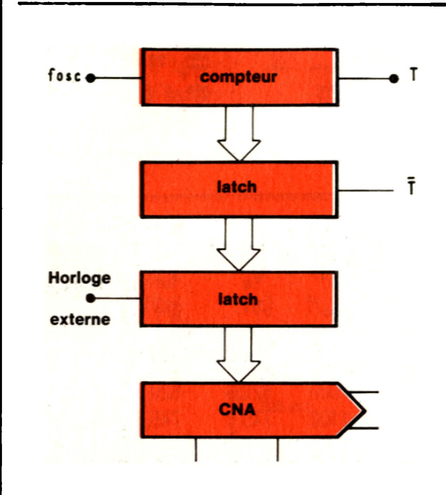


Fig. 9. – Synchronisation par horloge externe.

– Il est possible, en ajoutant quelques portes logiques, de fabriquer les signaux T et $\bar{T}$ correspondant au chronogramme de la **figure 10,** ce qui permet de réduire le temps de rafraîchissement, chose intéressante dans le cas où V_e a une fréquence très basse.

f (Hz)	N= f_{osc}/f	V_s (mV)	V_sth (mV)	Erreur
24,04	4160	12803	12812	$8{,}3.10^{-4}$
23,98	4170	11090	11081	$8\ .10^{-4}$
23,92	4180	9755	9762	$7\ .10^{-4}$
23,87	4190	8718,5	8723	$5\ .10^{-4}$
23,81	4200	7880	7885	$-6\ .10^{-4}$
23,26	4300	4021,2	4020	$3\ .10^{-4}$
22,73	4400	2697,4	2697,4	0
22,22	4500	2031	2029,7	$6{,}4.10^{-4}$
21,74	4600	1628	1627	$6{,}1.10^{-4}$
21,28	4700	1358,5	1357,6	$6{,}6.10^{-4}$
20,83	4800	1165,7	1164,8	$7{,}7.10^{-4}$
20,41	4900	1020,7	1019,9	$7{,}8.10^{-4}$
20	5000	907,08	907,08	0
18,18	5500	584,3	584,05	$4{,}3.10^{-4}$
16,67	6000	431	430,7	$7\ .10^{-4}$
15,38	6500	341,3	341,1	$5{,}9.10^{-4}$
14,29	7000	282,37	282,37	0
13,33	7500	241,07	240,9	$7\ .10^{-4}$
12,5	8000	210,12	210,04	$3{,}8.10^{-4}$
12,35	8100	204,85	204,8	$2{,}5.10^{-4}$

Tableau 4. – Résultat dans le cas d'un dépassement de capacité du compteur.

– On peut, moyennant certaines précautions, utiliser le compteur en dépassement de capacité. Dans notre cas, la sortie de l'amplificateur est en saturation pour N compris entre 4096 et 4150 environ.

Nous donnons dans le **tableau 4**

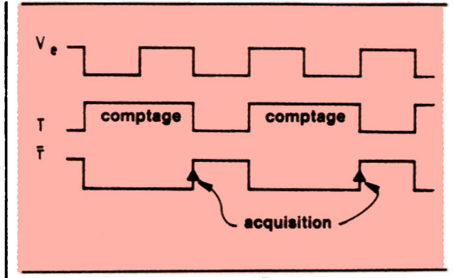


Fig. 10. – Signaux T et $\bar{T}$ pour diminuer les temps d'acquisition.

les valeurs de V_s expérimentales et théoriques pour N > 4150 ; on peut constater que les résultats restent bons, mais que la gamme de fréquence utile est réduite à une octave environ. Dans le cas où l'on voudrait travailler au-dessus de N = 8191, la gamme de fréquence utile serait encore plus réduite puisque N_{max} = 16 383, $N_{min} \simeq$ 8260, qui correspondent à f_{min} = 6,10 Hz, f_{max} = 12,1 Hz.

En conclusion, nous dirons que ce montage présente toutes les qualités qui en étaient attendues, que ce soit au niveau de la stabilité, de la simplicité, de l'ondulation résiduelle ou de la précision. Il est probable qu'il pourra être utilisé dans d'autres applications nécessitant la conversion d'une basse fréquence en tension.

G. Girolami
Université de corse
Laboratoire d'hélio-énergétique
(ERA 538 CNRS)

En « réfléchissant »...

... au détecteur de passage par réflexion I.R., paru dans *Electronique Applications* n° 43, page 17, nos lecteurs auront pu remarquer que la nomenclature des composants du montage ne figurait pas dans le texte de l'article.
La voici donc, ci-après, assortie de quelques indications complémentaires utiles à la réalisation du circuit.

DETECTEUR DE PASSAGE PAR REFLEXION INFRA-ROUGE : NOMENCLATURE

Résistances 1/4 W 5 % (carbone) :

R_1 : 1 kΩ
R_2 : 56 kΩ
R_3 : 4,7 kΩ
R_4 : 470 Ω
R_5 : 8,2 kΩ
R_6 : 330 Ω
R_7 : 1 kΩ
R_8 : 1,2 kΩ
R_9 : 100 kΩ à 1 MΩ
(à souder côté circuit si nécessaire)
R_{10} : 10 kΩ
R_{11} : 1 kΩ
R_{12} : 100 kΩ
R_{13} : 10 kΩ
R_{14} : 10 kΩ
R_{15} : 1 kΩ
R_{16} : 100 kΩ
R_{17} : 1 kΩ
R_{18} : 1 kΩ

Nota : Le côté bas de R_{18} peut être réuni au + 6 V si l'on désire une commande uniquement positive du trigger IC_7 (c'est le cas du circuit imprimé proposé).

R_{19} : 10 kΩ
R_{20} : 4,7 kΩ
R_{21} : 560 kΩ
R_{22} : 10 kΩ
R_{23} : 4,7 kΩ
R_{24} : 560 Ω
R_{25} : 4,7 kΩ
R_{26} : 22 kΩ
R_{27} : 10 kΩ
R_{28} : 4,7 kΩ
R_{29} : 22 kΩ
R_{30} : 10 kΩ

Par exemple : résistances MBLE Philips, type CR 25/ 2322 2113, 250 V, 5 %, 0,33 W, long. 6,5 mm, ⌀ 2,5 mm.

Condensateurs :

C_1 : 2 200 µF/25 V EC vertical
C_2 à C_5 : 0,1 µF
C_6 : 0,01 µF
C_7 : 0,015 µF

Nota : peut être augmenté à 0,1 µF si nécessaire.

C_8 : 0,33 µF
C_9 : 10 µF/15 V EC axial
C_{10} : 1 000 µF/25 V EC vertical
C_{11} : 0,022 µF
C_{12} : 1 nF
C_{13} : 0,01 µF
C_{14} : 50 µF ou 47 µF/15 V EC axial
C_{15} : 0,01 µF
C_{16} : 50 µF ou 47 µF/15 V EC axial
– EC = électro chimique
– Condensateurs de 1 nF à 330 nF du type cylindrique vertical pour CI de constitution MKH, MKT, KT/160 V.

Semi-conducteurs :

B : pont redresseur BY 164 Philips
7812 : régulateur 12 V positif
7806 : régulateur 6 V positif

IC_1 à IC_3 : NE 555
IC_4 à IC_7 : LM324 ou TLC274 Texas

T_1 : BC 107
T_2 : BCY58 ou 2N2222
T_3 : BD 649 Darlington I_C 2 A ou TIP 120 Texas. Boîtier TO 220 sans radiateur

D_1 : 1N914
D_2 : 1N4148
D_3 : OA90 (germanium)
D_4 à D_8 : 1N914
D_9 et D_{10} : LED 5 mm rouge

OC : ensemble émetteur-récepteur IR TIL 139 Texas, diode IR TIL/32, photo-tr. TIL/78.

Potentiomètres ajustables :

P_1 : 22 kΩ
P_2 : 22 kΩ
P_3, P_4 : 100 kΩ
P_5 : 100 kΩ
P_6 : 1 kΩ
P_7 : 1 kΩ
Trimpot miniature type vertical. Par exemple MBLE Philips, larg. 10 mm, 0,1 W vertical, 2322/011/XX.

Relais :

Re_1 et Re_2 pour CI
Relais Zettler/AZ-732-521-5
Bobine 12 V/ 170 Ω
Contacts 6 A, 250 V, 1 500 VA.

Transformateur d'alimentation :

TR : primaire 220 V, secondaire 12 V/1,5 A
Type TR.COT.T1 Cotubex (Bruxelles) ou si placé à l'extérieur du circuit EREA/ TR.E.14 TR16 220 V, 14 V, 1,2 A.

Fusible :

F1 : verre 20 mm, 0,2 A, lent, avec support pour CI (fusible 20 × 5)

Bornier :

A-B : bornier pour CI/2 contacts, pas de 5 mm (pour câble de 1,5 mm ⌀)
C-D, E-F : idem A-B bornier 2 C
G-H-I, J-K-L : idem A-B bornier 3 C.

Signalons enfin que, sur la figure 8 (circuit imprimé et schéma d'implantation), il convient d'inverser le sens de branchement des diodes D_7 et D_8.



et je vous livre dans les 24h

le numéro 1 en Europe

LOCAMESURE

Le numéro 1 de la location d'équipements électroniques et de systèmes informatiques

Louez chez Locamesure, c'est tout bénéfice si on veut choisir sans se contraindre. S'équiper sans investir. Travailler sans attendre.

Sans se contraindre parce que dans le catalogue Locamesure, il y a plus de 900 articles de mesure ou d'analyse. Tous récents et performants. Et disponibles sitôt votre commande.

Sans investir parce que le loyer passe directement en frais généraux. Vous ne payez que pour le temps d'utilisation. L'appareil choisi s'amortit ainsi de lui-même.

Sans attendre parce que Locamesure vous livre partout en France en 24 heures. Locamesure s'y engage. Appelez nous au (1) 46.87.33.38.

glad

SERVICE-LECTEURS N° 2

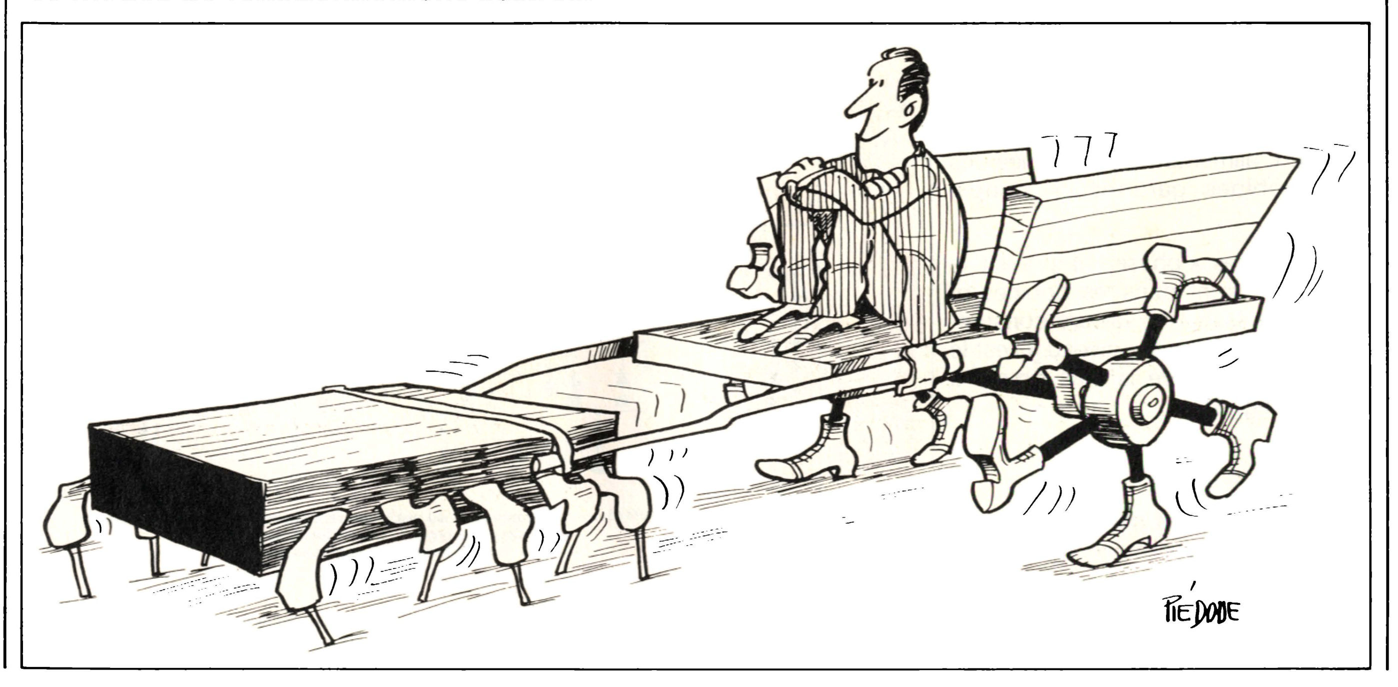


Commande d'un moteur pas à pas par circuit intégré

L'article qu'on va lire est une application particulièrement simple et économique d'un circuit intégré spécialisé : le TEA 3717 de Thomson Semiconducteurs, conçu pour assurer, avec un minimum de circuiterie externe, la commande et la régulation de courant jusqu'à 1 A dans une phase d'un moteur bipolaire.

Deux TEA 3717 ainsi qu'un minimum de composants externes suffisent à la commande d'un moteur pas à pas bipolaire deux phases.

Le système peut-être piloté par une logique externe câblée ou programmée suivant les modes de fonctionnement désirés.



Description fonctionnelle

Le circuit est organisé autour d'un pont en H de quatre transistors et de leurs diodes de roue libre intégrées **(fig. 1 et 2)**.

L'entrée « phase » commande la commutation des transistors du pont et détermine le sens du courant dans le bobinage. Le signal est transmis à travers une bascule de *Schmitt* et un dispositif à retard afin d'éviter les conductions simultanées lors de l'inversion du sens du courant dans le pont.

Le découpage de la tension d'alimentation, pendant un temps t_{off} imposé par un monostable, assure la régulation du courant dans le bobinage.

Ce monostable est déclenché par le basculement d'un comparateur attaqué par une tension proportionnelle au courant délivré.

Celui-ci peut être choisi parmi trois niveaux discrets, en sélectionnant le comparateur désiré grâce aux entrées I_0 et I_1, ou bien varier de manière continue en commandant le seuil des comparateurs par l'entrée V_R.

Commande d'un moteur bipolaire deux phases

Le schéma proposé **(fig. 3)** comprend deux TEA 3717 commandant chacun un enroulement. L'utilisation conjointe des commandes de phase et de sélection des niveaux de courant permet le fonctionnement en pas entier et par fraction de pas **(fig. 4)**.

● *Fonctionnement en pas entier*

C'est le fonctionnement typique du moteur. L'alimentation simultanée des deux bobines garantit un couple maximal.

Les entrées « phase » imposent le sens du courant dans les bobines et les entrées I_0 et I_1 à valeurs constantes en sélectionnant le niveau. C'est le type de commande la plus simple à élaborer **(fig. 5)**.

● *Fonctionnement en demi-pas*

Ce mode permet de doubler la résolution de moteur et de s'affranchir de certaines vibrations.

On alimente alternativement une bobine puis les deux. Dans la position

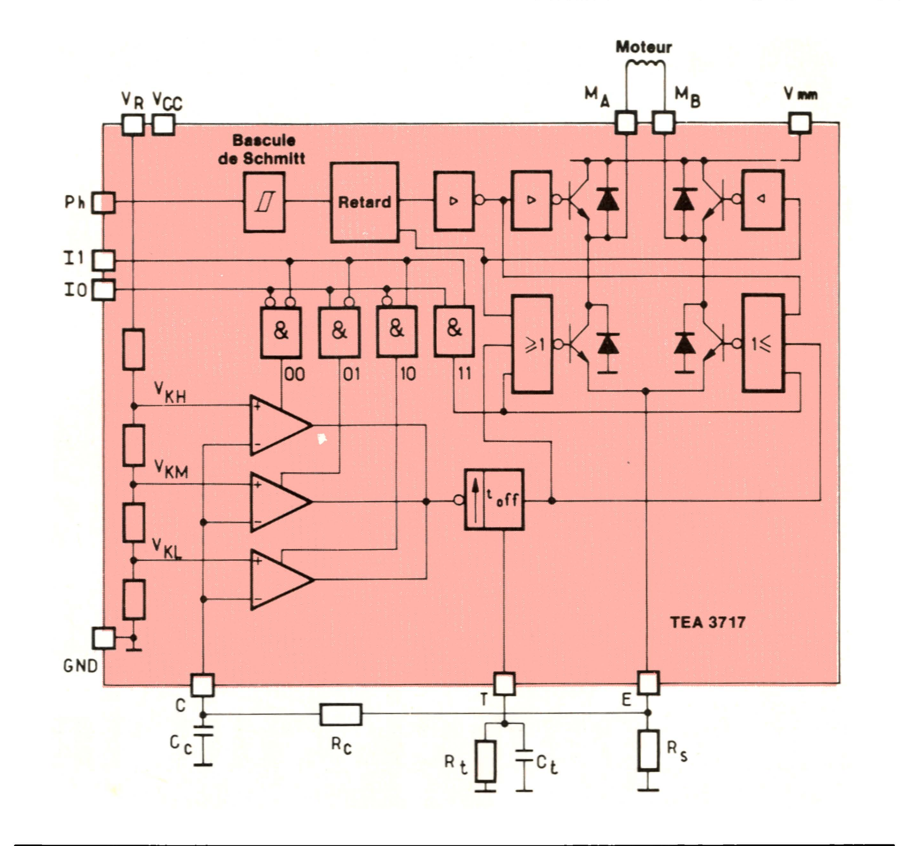


Fig. 1. – Schéma-bloc du TEA 3717.

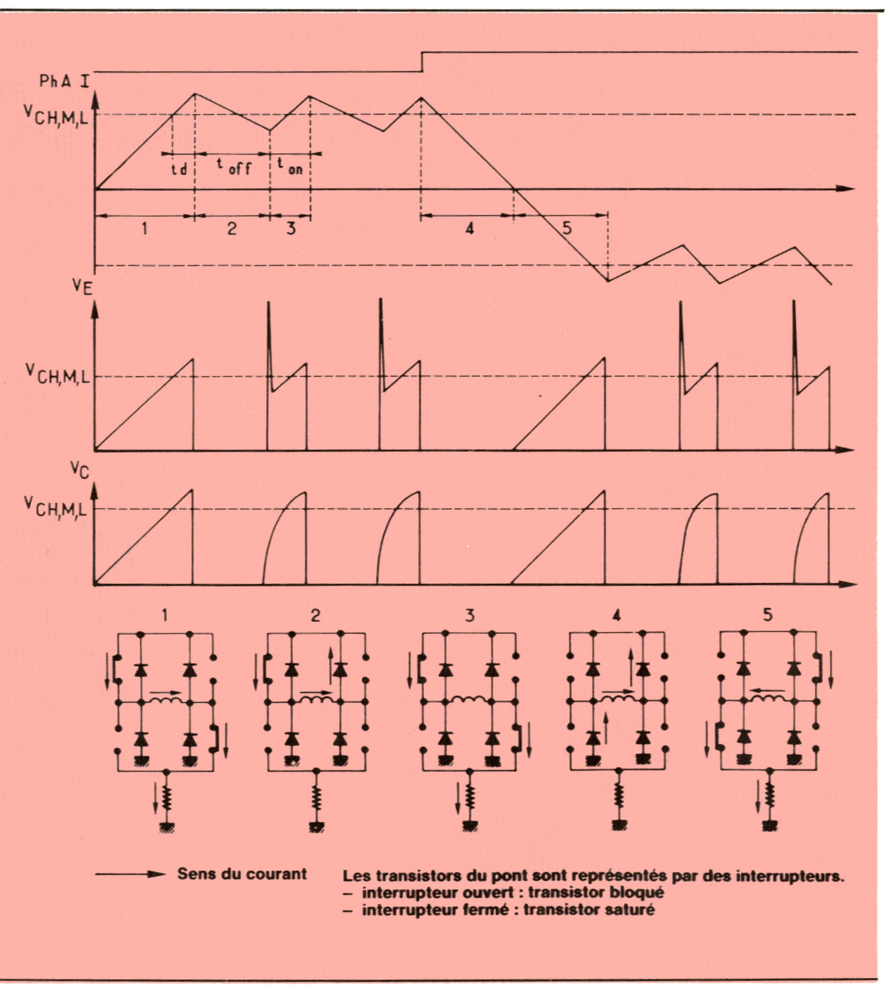


Fig. 2. – Séquences typiques de fonctionnement.

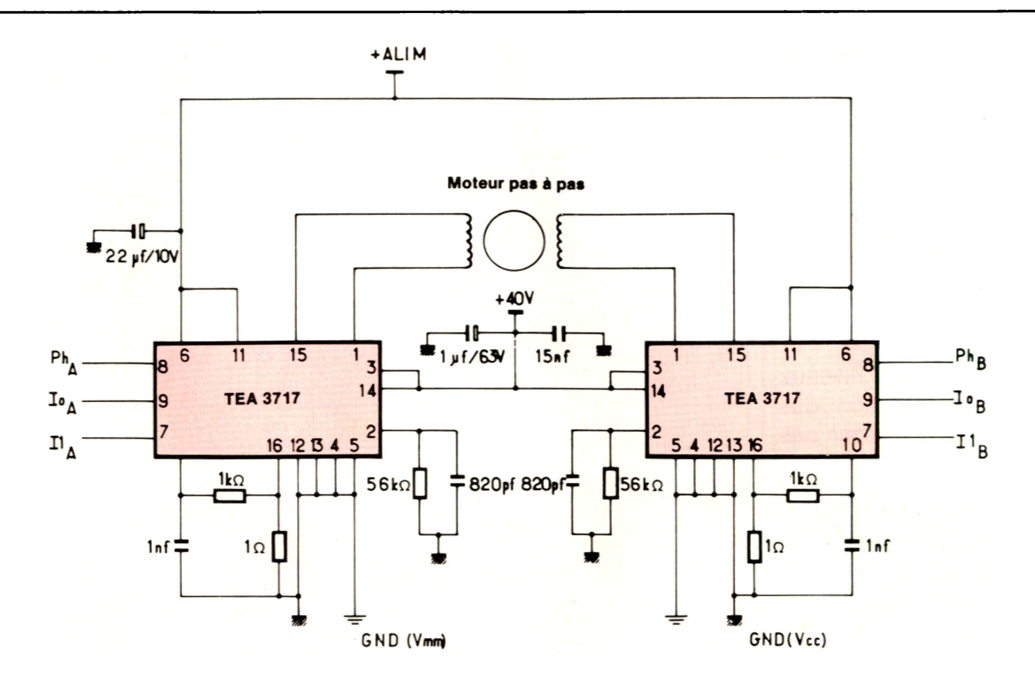
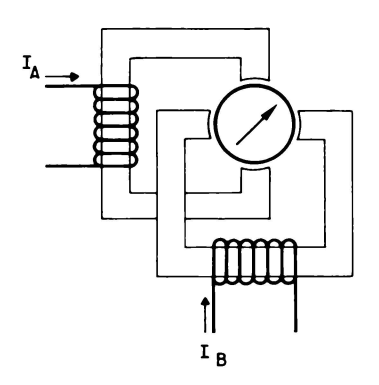


Fig. 3. – Application typique.



I_A, I_B : courants dans les deux bobines du moteur.
I_H, I_M, I_L : seuils de courant sélectionnés par I_0, I_1.
I : prend indifféremment les valeurs 0, I_H, I_M ou I_L en fonction de I_0, I_1.

Table de vérité

I_0	I_1	I
1	1	0
0	1	I_L
1	0	I_M
0	0	I_H

Pas entier

N° de pas	I_A	I_B
1	I	I
2	I	– I
3	– I	– I
4	– I	I

1/2 pas

N° de pas	I_A	I_B
1	I	I
	I	0
2	I	– I
	0	– I
3	– I	– I
	– I	0
4	– I	I
	0	I

1/3 pas

N° de pas	I_A	I_B
1	I	I
	I_M	I_L
	I_M	$-I_L$
2	I	– I

1/4 pas

N° de pas	I_A	I_B
1	I	I
	I_M	I_L
	I	0
	I_M	$-I_L$
2	I	– I

1/5 pas

N° de pas	I_A	I_B
1	I	– I
	I_H	I_M
	I_H	I_L
	I_H	$-I_L$
	I_H	$-I_M$
2	I	– I

1/6 pas

N° de pas	I_A	I_B
1	I	I
	I_H	I_M
	I_M	I_L
	I	0
	I_M	$-I_L$
	I_H	$-I_M$
2	I	– I

1/7 pas

N° de pas	I_A	I_B
1	I	I
	I_H	I_M
	I_M	I_L
	I_H	I_L
	I_H	$-I_L$
	I_M	$-I_L$
	I_H	$-I_M$
2	I	– I

1/8 pas

N° de pas	I_A	I_B
1	I	I
	I_H	I_M
	I_M	I_L
	I_H	I_L
	I	0
	I_H	$-I_L$
	I_M	$-I_L$
	I_H	$-I_M$
2	I	– I

Fig. 4. – Rotation par pas entier et micro-pas.

demi-pas, où une seule des bobines est alimentée, le couple disponible sur l'arbre moteur est moindre.

On génère les mêmes commandes sur les entrées « phase » que pour la commande par pas entier et on annule le courant dans une bobine grâce aux commandes I_0, I_1 **(fig. 6)**.

- *Fonctionnement par micro-pas (fig. 7)*

L'utilisation des différents niveaux de courant dans l'alimentation des deux bobines permet de réaliser des micro-pas (jusqu'à 1/8).

Ce type d'utilisation peut être envisagé si l'on recherche une bonne régularité de rotation.

La différence entre le courant théorique nécessaire dans le bobinage et le niveau de courant correspond au comparateur sélectionné, la dispersion sur les seuils des comparateurs ainsi que sur les caractéristiques des bobines des moteurs affectent la précision de positionnement sur les micro-pas, la précision sur les pas entiers n'étant pas modifiée.

Choix de la fréquence de fonctionnement

C'est la fréquence des signaux Ph_A et Ph_B qui détermine la vitesse de rotation du moteur. Celle-ci est limitée par les caractéristiques mécaniques et par la constante de temps du circuit L, r, constituée par le bobinage.

La vitesse de croissance du courant dans le bobinage dépendant de Vmm, on aura intérêt à travailler avec une tension d'alimentation élevée si on recherche une vitesse maximale pour le moteur **(fig. 8)**.

Commande $I_1 = I_0 = Ph$

La commande simultanée des trois entrées Ph, I_1, I_0 (ou de Ph et d'une des entrées I, l'autre étant à 1) est utilisée dans le fonctionnement par demi-pas ou en mode unipolaire.

Il y a lieu de s'assurer que le temps τ pendant lequel on a $Ph = I_1 = I_0 = 1$ est supérieur à τ_{min}, temps d'annulation du courant dans le bobinage.

Si on applique la commande $Ph = I_0 = I_1 = 0$ alors que le courant est toujours positif, le blocage de Q_1 Q_4 par la conduction de D_2, D_3, empêche la remontée du courant dans le bobinage et perturbera le fonctionnement du moteur **(fig. 9)**.

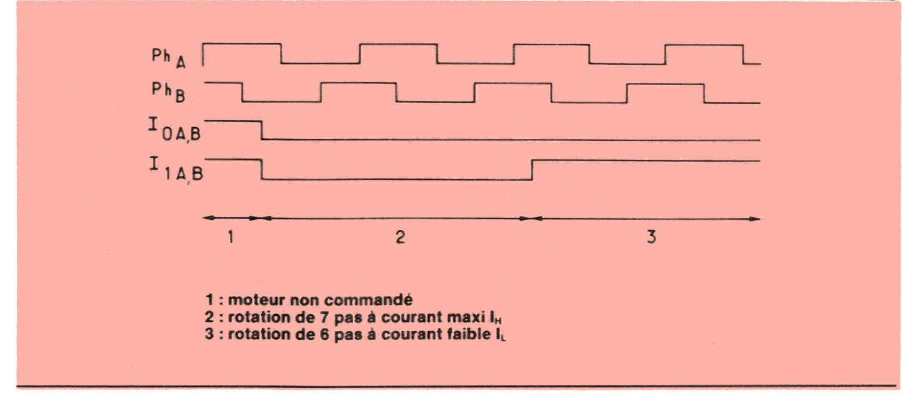


Fig. 5. – Rotation par pas entier.

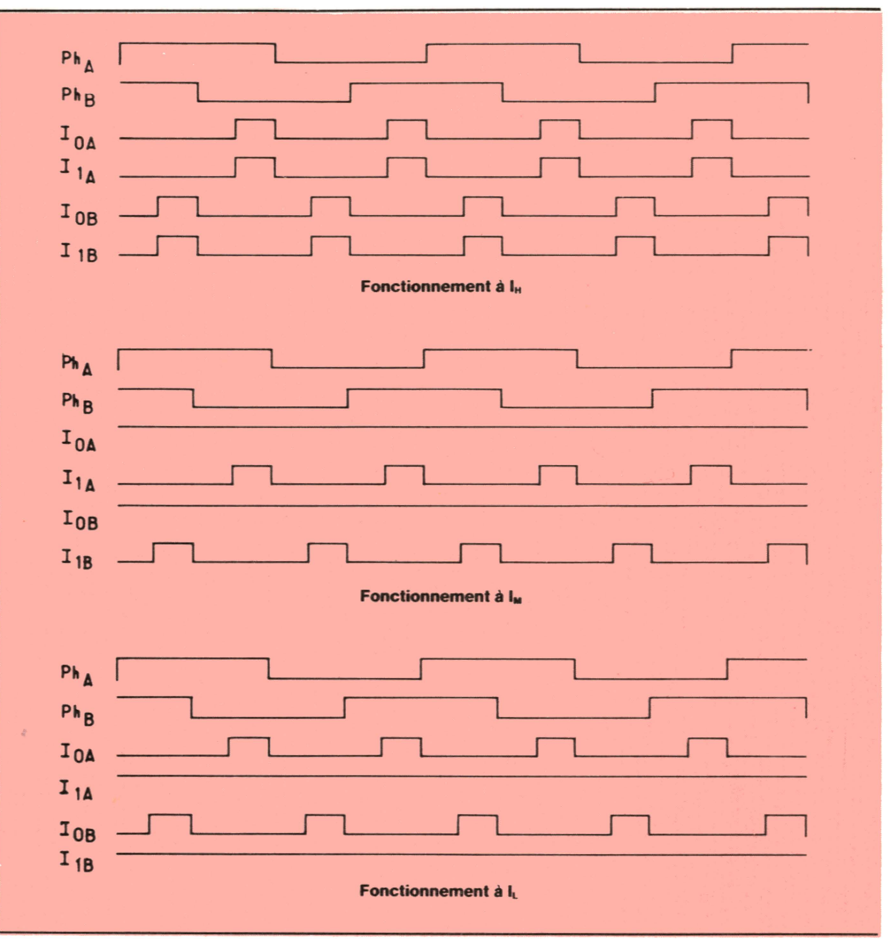


Fig. 6. – Rotation par demi-pas.

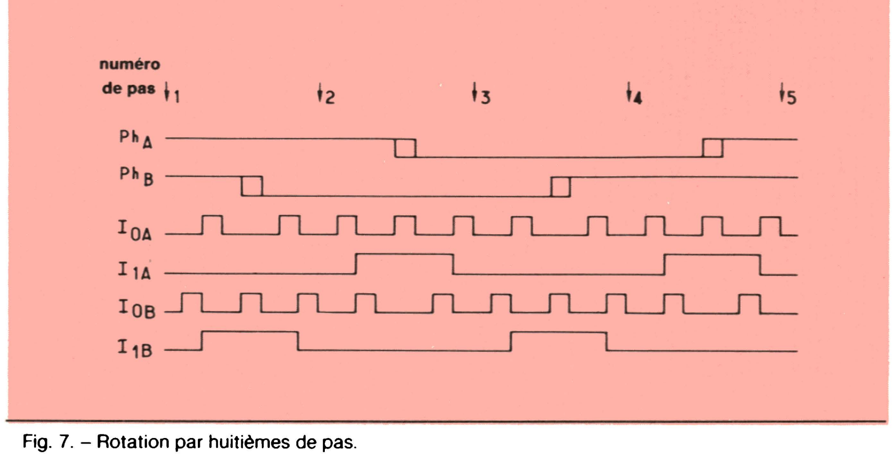


Fig. 7. – Rotation par huitièmes de pas.

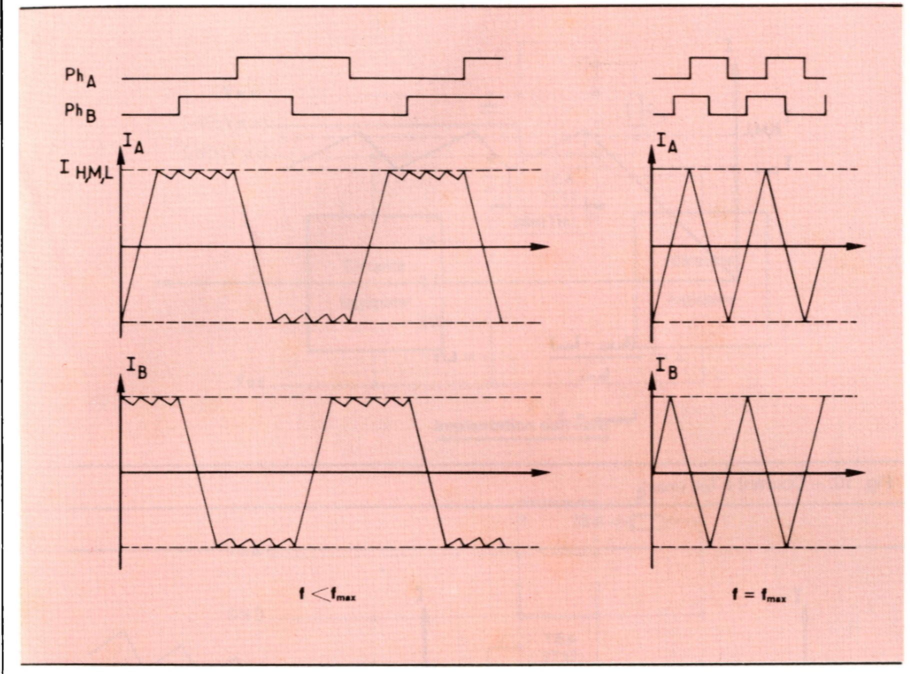


Fig. 8. – Courant dans les phases pour deux vitesses différentes.

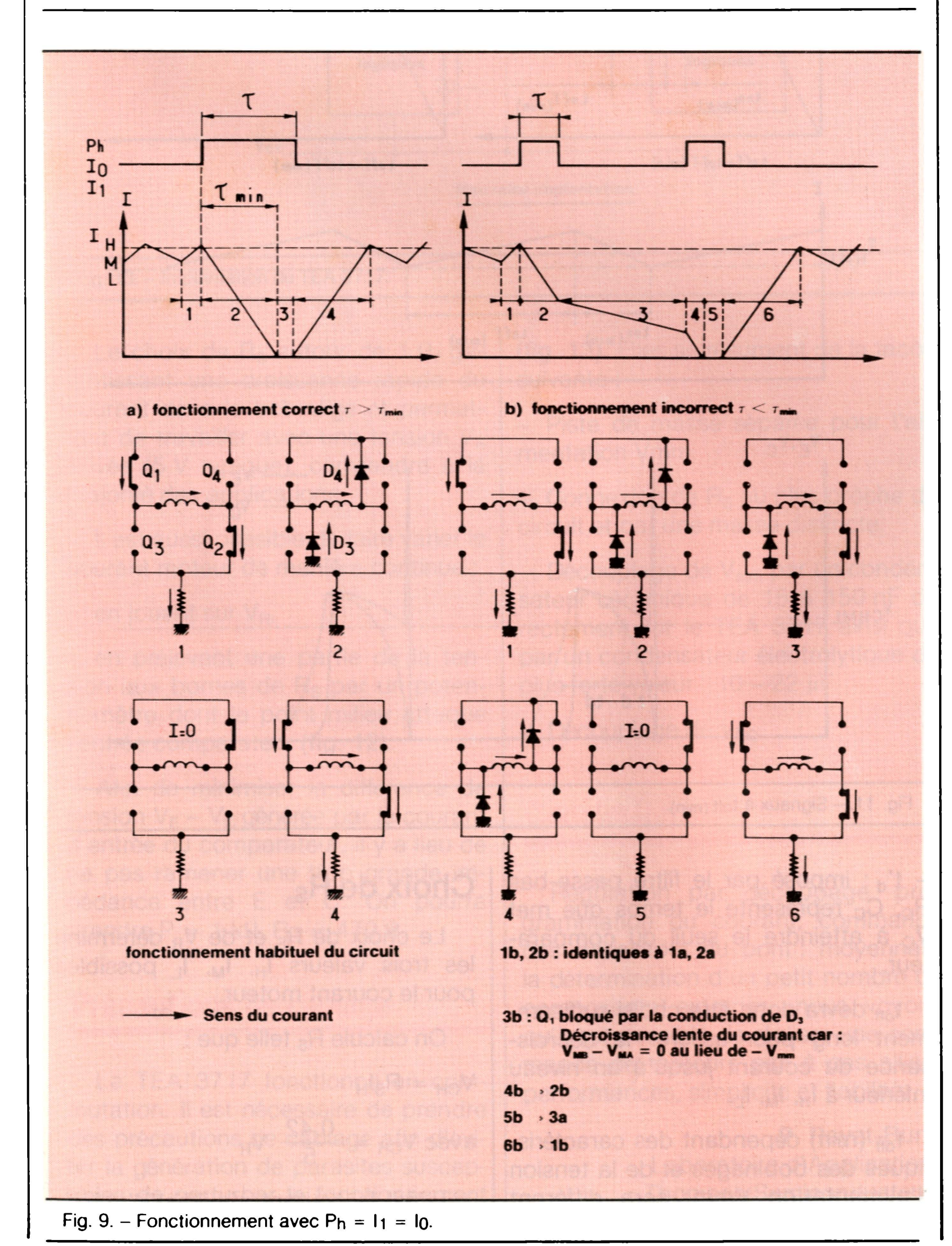


Fig. 9. – Fonctionnement avec $P_h = I_1 = I_0$.

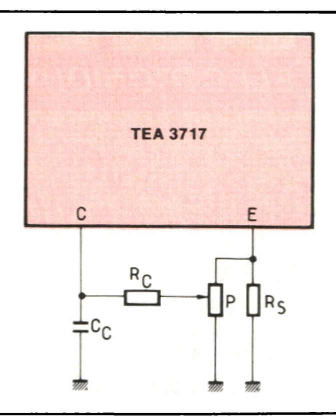


Fig. 12. – Variation continue du niveau de courant.

Le blocage de Q_1 et Q_4 est réalisé par une protection interne au circuit et évite que des parasites générés par la conduction de D_2, D_3, ne provoquent des courts-circuits dans le pont.

Choix du t_{off} : temps de découpage pour régulation du courant

La détermination de t_{off} conditionne la qualité de la régulation du courant dans une phase. Le taux d'ondulation sur le courant sera d'autant plus important que t_{off} sera grand.

T_{off} est donné par :

$t_{off} = 0,69\ R_tC_t$

avec $1\ k\Omega \leqslant R_t \leqslant 100\ k\Omega$

Une valeur de t_{off} de 30 μs convient à la majorité des applications.

- *t_{off} max (fig. 10)*

C'est la valeur de t_{off} au-dessus de laquelle le taux d'ondulation sur le courant devient trop imporrtant.

Soit Δ le taux d'ondulation souhaité et $\tau = L/r$, la constante de temps du bobinage moteur.

t_{off} max peut être approché par : t_{off} max $\simeq \Delta\ \tau$.

- *t_{off} (min) (fig. 11)*

Valeur limite en-dessous de laquelle on n'assure plus la régulation de courant.

Même si le courant dépasse en permanence le seuil I_H, I_M, I_L, le circuit assure un temps minimum de conduction : $t_{on\ (min)}$ qui se répartit entre deux temps :

– t_d : temps de basculement du comparateur et de désaturation du transistor imposé par le TEA 3717.

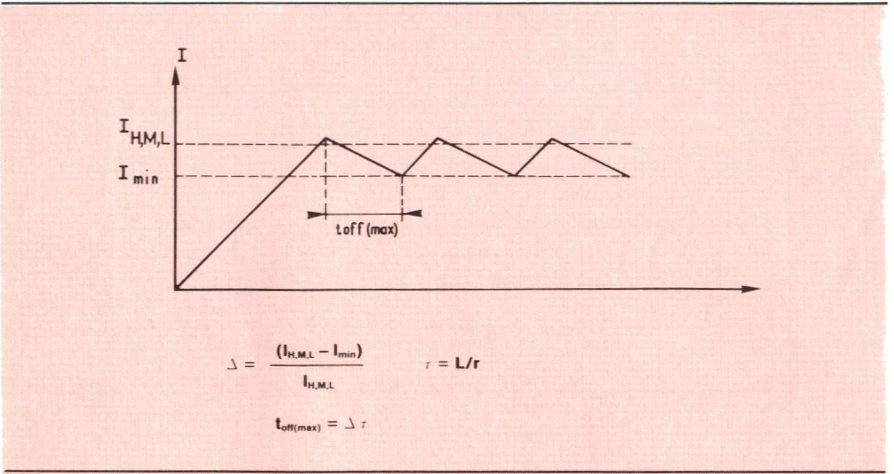


Fig. 10. – Courant à $t_{off\ (max)}$.

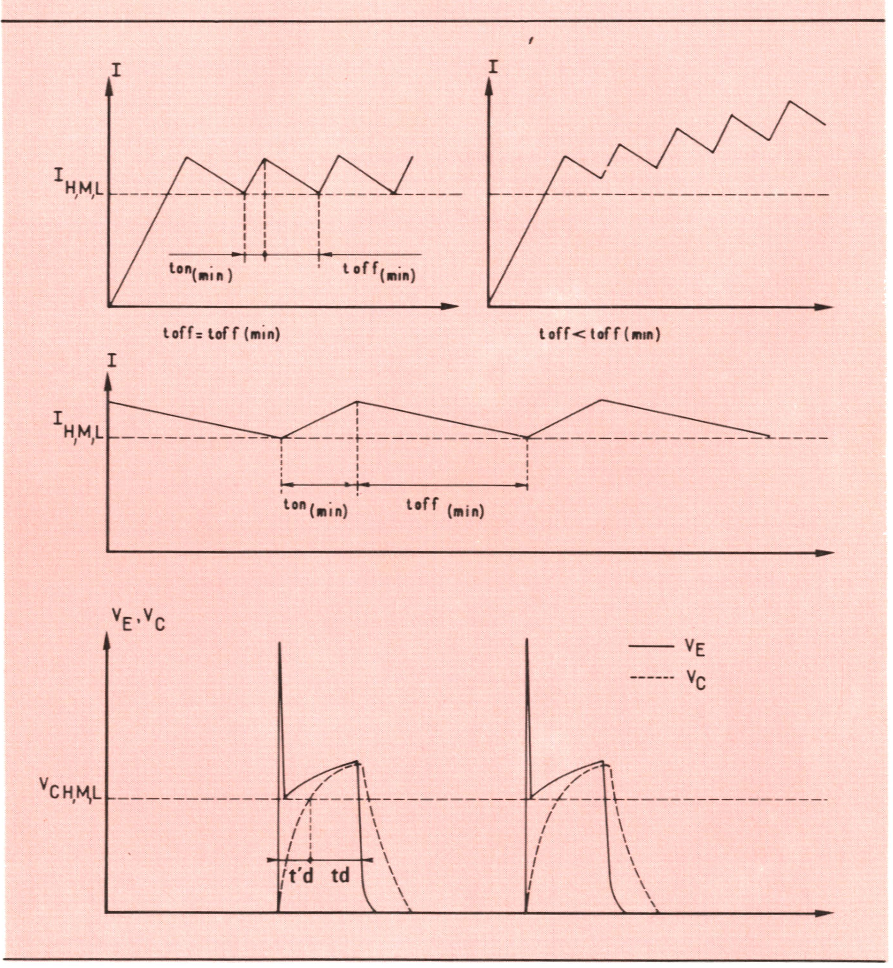


Fig. 11. – Signaux à $t_{off\ (min)}$.

– t'_d : imposé par le filtre passe-bas R_C, C_C représente le temps que met V_C à atteindre le seuil du comparateur.

t_{off} devra donc être choisi suffisamment long pour assurer la décroissance du courant jusqu'à un niveau inférieur à I_H, I_M, I_L.

t_{off} (min) dépendant des caractéristiques des bobinages et de la tension d'alimentation Vmm, sera différent pour chaque application.

Choix de R_S

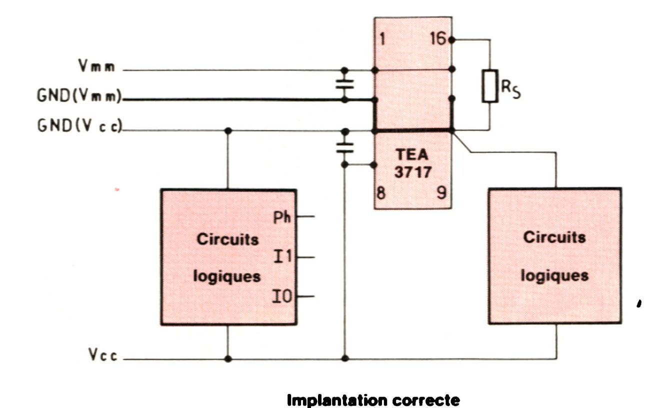
Le choix de R_S et de V_R détermine les trois valeurs I_H, I_M, I_L possibles pour le courant moteur.

On calcule R_S telle que :

$V_{CH} = R_SI_H$

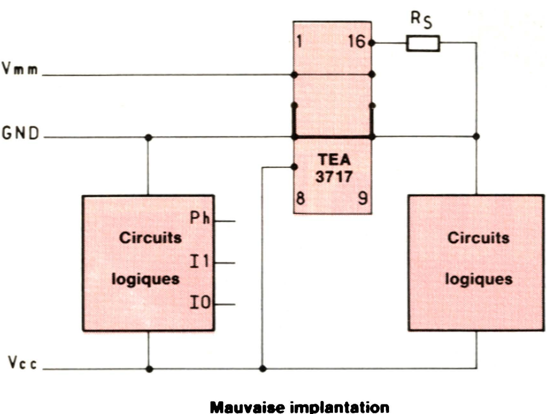
avec $V_{CH} = \frac{0,42}{5}\ V_R$

I_H est le courant maximal d'utilisation du moteur.



Implantation correcte





Mauvaise implantation

Fig. 13. – Implantation du TEA 3717.

Le choix de R_S autour de 1 Ω, garantissant une croissance rapide du courant dans le bobinage et permettant de travailler avec une tension V_R élevée (5 V typique), conviendra à la majorité des applications.

Il est aussi possible de faire varier le courant moteur de manière continue :

– en jouant sur V_R,

– en prélevant une partie de la tension aux bornes de R_S par un potentiomètre dont le point milieu attaque l'entrée comparateur **(fig. 12)**.

Afin de minimiser la différence de tension $V_E - V_C$ générée par le courant d'entrée du comparateur, il y a lieu de ne pas ramener une trop grande impédance entre E et C. On pourra prendre P = 1 kΩ, R_C = 470 Ω.

Précautions de câblage

Le TEA 3717 fonctionne en commutation. Il est nécessaire de prendre des précautions de câblage afin d'éviter la génération de parasites susceptibles de perturber le fonctionnement de l'électronique de commande **(fig. 13)**. Elles se résument de la façon suivante :

– Piste de masse séparée pour l'alimentation Vmm.

– Connexion de R_S au plus proche du circuit et par une masse distincte.

– Découplage de V_{mm} par un condensateur céramique de 15 à 150 nF directement sur le TEA 3717 ainsi que par un condensateur électrolytique de plus forte valeur : 10 – 22 μF.

– Découplage de V_{CC}.

Conclusion

Régulation par découpage, programmation du courant, commande des transistors du pont : moyennant la détermination d'un petit nombre de composants externes, nous voyons qu'il est possible de réaliser une commande de moteurs pas à pas alliant performances, simplicité et fiabilité.

P. Payet-Burin
Laboratoire d'Applications
Thomson Semiconducteurs
(Saint-Egrève)

SERVICE-LECTEURS N° 6



Diodes épitaxiales rapides pour commutation de puissance : technologie et emploi

Dans bon nombre d'applications, telles que les onduleurs autonomes pour commande de moteurs ou alimentations de secours, voire dans l'ensemble des montages de puissance, les concepteurs de convertisseurs tentent d'augmenter la fréquence de commutation des systèmes, dans le but d'améliorer le rendement et de diminuer le poids et le volume des composants magnétiques. Nous disposons aujourd'hui d'un certain éventail de commutateurs de puissance performants et rapides tels que les transistors bipolaires, Darlington, thyristors G.T.O. et transistors MOS de puissance. Jusqu'à maintenant, il restait malaisé de trouver une gamme complète de redresseurs compatible avec ces interrupteurs, ce qui interdisait la pleine utilisation de leurs performances en commutation.

Les avantages de la technologie épitaxiale

Une nouvelle gamme de diodes épitaxiales ultrarapides de *RTC* autorise désormais cette optimisation dans la plupart des cas, même pour les moyennes et hautes tensions. Cette gamme tire parti des principaux avantages de la technologie épitaxiale, c'est-à-dire à la fois vitesse de commutation rapide, faible chute de tension directe et émissions RF minimisées. De plus, la maîtrise de la technologie permet d'atteindre une tenue en tension de 800 V. Un contrôle précis de fabrication évite par ailleurs des pertes à l'état passant trop importantes.

En résumé, les performances de ces diodes épitaxiales permettent la compatibilité avec les commutateurs de puissance les plus rapides.

Nous dégagerons les points suivants :

- Tenue en tension jusqu'à 800 V (V_{RRM}).
- Temps de recouvrement inverse de 25 ns à 200 V.
- Temps de recouvrement inverse de 100 ns à 800 V.
- Stabilité d'un faible courant de fuite.
- Réduction des émissions RF.

Analyse en fonctionnement dynamique

Recouvrement inverse

La rapidité d'un composant peut être mesurée par différents paramètres.

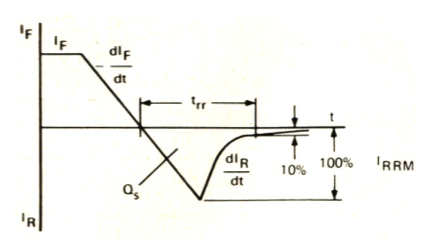


Fig. 1. – Paramètre de recouvrement inverse.

La **figure 1**, donnant le courant de recouvrement inverse en fonction du temps, rappelle leur définition.

L'un de ces paramètres est le temps de recouvrement inverse t_{rr}, séparant l'instant d'annulation du courant lors de sa décroissance, de celui où il prend une proportion fixée (10 %) de la valeur crête négative atteinte (I_{RRM}). La charge stockée Q_S délimitée par la surface négative de la courbe du courant en fonction du temps peut, elle aussi, servir à définir la rapidité du composant.

De toute façon, quel que soit le paramètre utilisé, il est fondamental, pour pouvoir comparer deux composants, de s'assurer que les conditions de mesure sont les mêmes.

Les grandeurs devant être spècifiées sont les suivantes :

– Courant à l'état passant avant blocage (I_F) ; le temps de recouvrement et la charge stockée augmentent avec ce courant.

– Tension de polarisation inverse (V_R) ; le temps de recouvrement inverse et la charge stockée augmentent lorsque cette tension inverse diminue.

– Taux de décroissance du courant ($-dI_F/dt$) ; une augmentation de ce taux de décroissance se traduit par une diminution du temps de recouvrement inverse mais une augmentation de la charge stockée.

– Température de jonction (T_j) ; le temps de recouvrement et la charge stockée augmentent avec la température.

Il est à noter que les variations relatives de ces paramètres sont directement liées à la théorie et peuvent être modifiées en pratique dans certains cas.

La forme d'onde du courant inverse doit être aussi analysée. Si l'évolution du courant négatif présente une zone de variations très rapides (effet « SNAP-OFF »), comme le montre la **figure 2**, des phénomènes perturbatoires peuvent intervenir dans le circuit (émissions RF et surtensions aux bornes des inductances série).

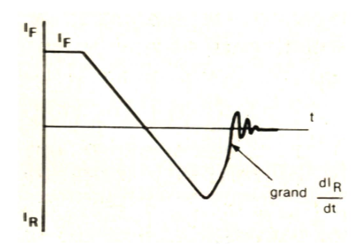


Fig. 2. – L'effet « SNAP-OFF ».

Avec des composants « SNAP-OFF », des tensions importantes peuvent être générées aux bornes des inductances de câblage et ainsi détériorer les diodes de puissance ainsi que les composants associés. Ce problème est, en général, rencontré avec les autres types de diodes et principalement la technologie PIN. La solution se trouve alors dans l'utilisation de circuits d'aide à la commutation.

Recouvrement direct

Le phénomène de recouvrement direct, illustré en **figure 3**, dû au manque de porteurs minoritaires, apparaît à la mise en conduction des jonctions *PN*. Au moment où l'on applique la polarisation directe, aucun porteur n'est présent dans la jonction, ce qui se traduit par une tension initiale importante aux bornes du composant.

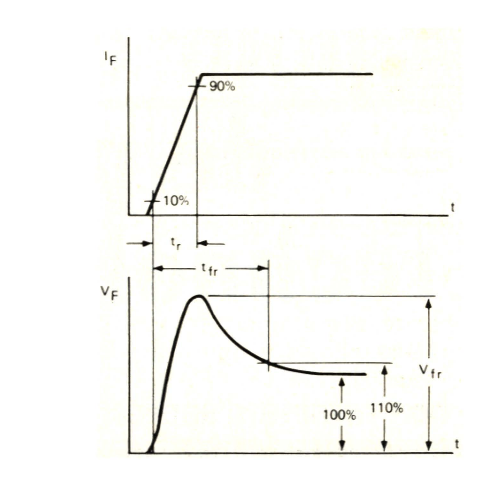


Fig. 3. – Phénomène de recouvrement direct.

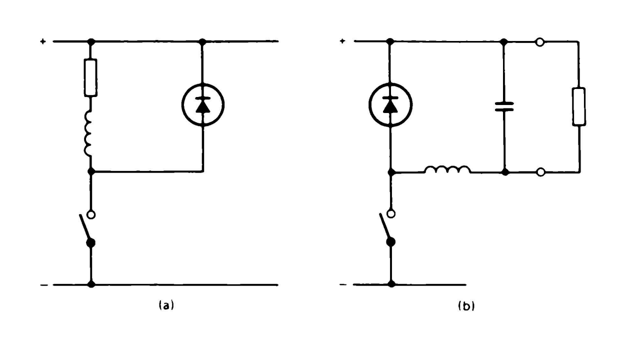


Fig. 4. – Le commutateur de puissance peut être un GTO, un transistor bipolaire ou MOS de puissance.

Après un phénomène de stockage de charges, nous obtenons une modulation de conductivité et la tension directe chute rapidement à une valeur plus faible, pour atteindre l'état d'équilibre en conduction.

La tension crête obtenue est appelée tension de recouvrement direct V_{fr}. La durée de la phase transitoire t_{fr} est mesurée à partir de l'instant où le courant atteint 10 % de sa valeur finale jusqu'à celui où la chute de tension est de 10 % supérieure à la valeur finale V_f.



Paramètre mesuré	V_F A	V_F B	t_{rr} A	t_{rr} B	t_{rr} A	t_{rr} B	dI_r/dt A	dI_r/dt B	dI_r/dt A	dI_r/dt B
Unité	V	V	ns	ns	ns	ns	A/µs	A/µs	A/µs	A/µs
Condition	20 A	20 A	1 A	1 A	10 A	10 A	1 A	1 A	10 A	10 A
Pièces n° 1	0,971	0,972	30	30	22	22	72	73	69	69
2	0,980	0,979	29	29	20	20	70	71	65	65
3	0,967	0,967	30	31	23	23	74	74	72	73
4	0,981	0,981	29	30	21	22	72	72	66	67
5	0,993	0,993	29	29	21	21	71	70	65	65

A et B représentent les deux éléments d'une même double diode monolithique BYV 32-150

Tableau 1. – Résultats obtenus lors de mesures sur la diode BYV 32-150 (2 × 10 A).

Problèmes liés à l'utilisation de diodes à jonction PN

Introduction

Certains problèmes, dus aux imperfections des diodes à jonction, peuvent être mis en évidence en considérant le cas d'un interrupteur rapide mis en série avec une charge inductive comportant une diode « roue-libre ».

Ceci est une configuration très classique que l'on retrouve dans le cas de systèmes hacheurs **(figure 4a)** ou de régulateurs à découpage **(figure 4b)**.

Phénomène de commutation entre diode et interrupteur mis en conduction

A la mise en conduction de l'interrupteur de puissance, le courant décroît dans la diode en même temps qu'il augmente dans le commutateur (transistors, thyristor G.T.O., etc). La tension aux bornes de l'interrupteur mis en conduction chute rapidement avec une vitesse de décroissance qui dépend des capacités internes au circuit **(fig. 5)**.

Lorsque la diode entre dans la phase de recouvrement inverse, l'interrupteur de puissance doit laisser passer le courant supplémentaire associé, en même temps que le courant de charge. Une surtension apparaît aux bornes de l'interrupteur et retarde la décroissance de tension jusqu'à l'état stable obtenu en conduction. Ceci se traduit par une augmentation des pertes dans le commutateur pouvant entraîner une dégradation, voire la destruction de celui-ci, si la puissance qu'il doit dissiper est trop importante ou si la pointe d'intensité maximale est supérieure à celle admissible. Le taux de décroissance de courant dans la diode est imposé par celui de la croissance de courant dans le commutateur. Si le di/dt obtenu est trop important, la valeur crête I_{DRM} du courant de diode peut être destructrice pour celle-ci.

Une des solutions pour résoudre ce problème est de ralentir la variation de courant par insertion d'inductances dans le circuit de charge ou en modifiant la commande utilisée pour le commutateur (par exemple, en insérant une résistance de grille, dans le cas des transistors MOS).

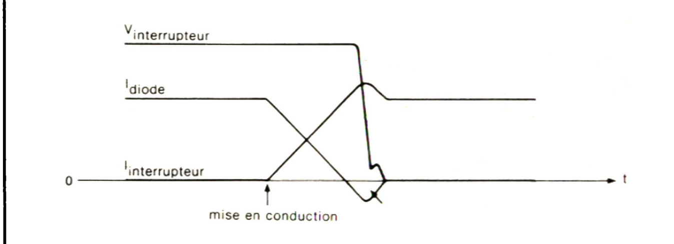


Fig. 5. – Forme du courant pendant la phase de commutation au blocage de la diode.

Dans le cas de l'utilisation d'éléments inductifs, une autre diode, munie d'une résistance en série, sera nécessaire pour éviter des surtensions au blocage de courant de charge et dissiper l'énergie stockée. De toute façon, cette solution nécessite des composants supplémentaires, risque d'être onéreuse et de détériorer le rendement global du système.

La nouvelle gamme de diodes épitaxiales *RTC*, prise ici comme exemple, offre une solution plus élégante à ce problème, en réduisant la charge stockée, rendant ses effets presque négligeables.

Phénomène de commutation entre diode et interrupteur en phase de blocage

D'autres phénomènes perturbateurs peuvent survenir au blocage de l'interrupteur de puissance, du fait de la phase de mise en conduction de la diode, comme le montre la **figure 6.** Quand l'interrupteur est bloqué, la tension à ses bornes croît. La tension aux bornes de la diode chute et le courant dans celle-ci augmente. Le courant dans l'interrupteur décroît avec une pente déterminée par le temps de coupure du composant (fonction de la technologie de celui-ci).

Nous observons un retard entre l'instant où la diode devient polarisée en direct et celui où elle entre réellement en conduction. Ce retard est dû au phénomène de recouvrement direct de la diode. Celui-ci crée une surtension additionnelle à la tension d'alimentation du circuit de charge, que l'on retrouve aux bornes de l'interrupteur de puissance alors que ce dernier conduit encore pratique-

ment tout le courant de charge. Ce phénomène augmente les pertes de commutation et peut provoquer une destruction des composants si la valeur crête de tension obtenue dépasse la valeur admissible ou si la puissance totale à dissiper est trop importante.

Il est donc fondamental de choisir une diode générant la plus faible surtension possible.

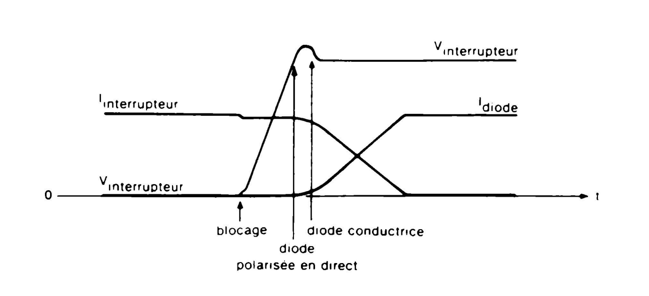
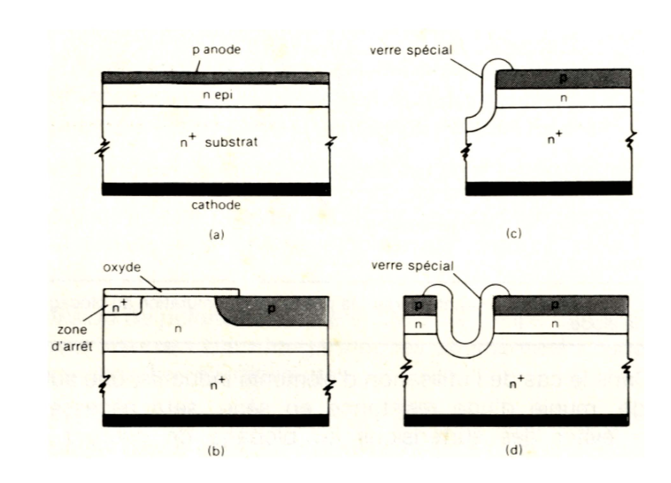


Fig. 6. – Forme du courant à la mise en conduction de la diode.



a) Structure
b) Construction « Planar »
c) Construction « demi-Mesa »
d) Construction « Mesa »

Fig. 7. – Technologie des diodes épitaxiales.

Diode épitaxiale ultrarapide

La **figure 7a** montre la coupe d'une diode épitaxiale. On trouve une couche épitaxiale de type *N* sur un substrat *N+*, ainsi qu'une couche *P* d'anode, diffusée. Les deux couches *P* et *N* sont fines et leur réalisation est extrêmement bien contrôlée. Cette technologie permet d'obtenir une très faible chute de tension à l'état passant et un meilleur contrôle de la charge stockée que ne l'autorise la technologie à double diffusion.

Les temps de recouvrement des diodes épitaxiales sont considérablement diminués par rapport à ceux des diodes « doubles diffusées ». Du fait d'une faible valeur de courant inverse maximal I_{RRM}, la phase de recouvrement génère relativement peu d'émissions RF et de phénomènes transitoires. Nous pourrons donc éviter l'utilisation de circuit d'aide à la commutation.

La technologie Planar, montrée en **figure 7**, ne semble pas utilisable pour des applications supérieures à 200 V. Ceci est dû au fait qu'un champ électrique trop important à l'extrémité de la couche P pourrait provoquer des phénomènes de claquage accidentels, et, en dépit de la présence d'anneaux de garde, la stabilité du composant serait difficile à atteindre avec une passivation par oxyde.

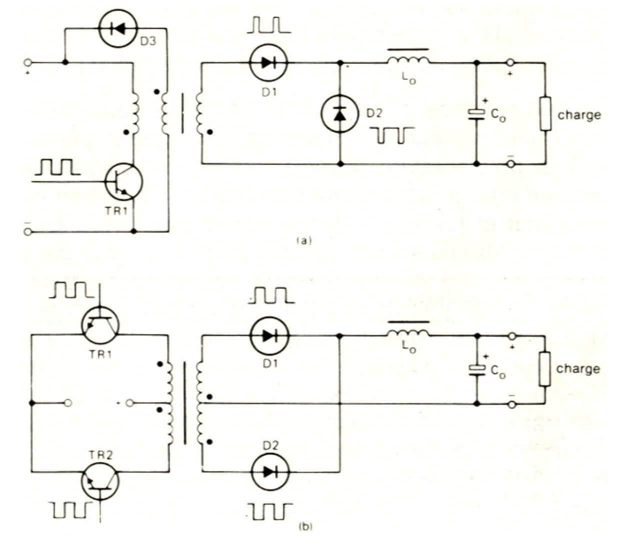
La gamme de tension peut être étendue jusqu'à 550 V en utilisant la construction « demi-Mesa » **(fig. 7c).**

Afin de pouvoir atteindre des tenues en tension plus importantes, l'on a introduit une construction « Mesa » **(fig. 7d).** Celle-ci ne présente plus de profil « raide » au niveau de la jonction se traduisant par des champs électriques importants, mais la passivation utilisée a dû être améliorée pour obtenir des caractéristiques stables à l'état de blocage inverse sous des tensions importantes. Une première couche déposée sur la zone de jonction permet d'éviter le phénomène de stockage de charges en surface. Un verre spécial, très pur, est ensuite déposé sur cette première couche, permettant d'obtenir une excellente stabilité dans des boîtiers plastiques ou métalliques. Le substrat *N+* forme une zone d'arrêt sans nécessité d'une zone de diffusion supplémentaire.

Un autre impératif pour un fonctionnement haute tension est de contrôler la charge stockée.

La chute de tension à l'état passant augmente avec l'épaisseur de la couche intermédiaire *N*, du fait du dopage métal important (ceci pour permettre une tenue en tension plus importante). La concentration en métal (or par exemple) doit donc être extrêmement bien contrôlée : une quantité minimale doit être introduite pour maintenir la charge stockée à un niveau acceptable, mais une trop grande concentration donnerait une chute de tension à l'état passant prohibitive. De plus, un bon contrôle de la couche intermédiaire donne aux diodes épitaxiales une très faible tension de recouvrement direct.

Un autre avantage de la construction « Mesa » se trouve dans la solidité des cristaux obtenus, permettant de réduire considérablement les défauts en surface. Tous ces problè-



a) Convertisseur direct (« Forward »)
b) Convertisseur symétrique (« Push-pull »)

Fig. 8. – Alimentation à découpage : « forward » (a), « push-pull » (b).

mes ont été sérieusement étudiés pour la réalisation d'une gamme de diodes épitaxiales de 500 à 800 V.

Enfin, cette gamme comporte maintenant des doubles diodes monolithiques à caractéristiques parfaitement appariées en ce qui concerne la chute de tension directe et les phénomènes de recouvrement. Ces performances font de ces diodes des composants intéressants pour les alimentations à découpage, où deux diodes sont nécessaires dans une configuration à cathode commune. C'est le cas dans les convertisseurs à transfert direct d'énergie (« Forward »), **figure 8a,** ou symétrie (« Push-pull »), **figure 8b**. L'utilisation d'une double diode monolithique dans l'étage de sortie d'un convertisseur symétrique (« Push-Pull ») a, de plus, l'avantage d'éviter la saturation du transformateur pouvant être causée par de trop grandes différences de caractéristiques directes des diodes.

D'autre part, le positionnement d'un seul cristal sur le peigne, lors de la phase de montage, est beaucoup plus fiable du fait d'une soudure unique cristal-peigne.

Le **tableau 1** donne des résultats concrets de mesures obtenus avec une diode BYV 32-150 (2 × 10 A).

Les mesures de temps de recouvrement sont faites à :

dI_F/dt = 0,50 A/µs,
V_R = 30 V,
Température = 25° C.

Principe de mesure du temps de recouvrement inverse, t_{rr}

L'on impose :

- Le courant direct I_F = 1 A avant blocage.
- La pente de décroissance de courant (ex. : $-dL_F/dt = +50$ A/µs).
- Une tension V_R (ex. : 30 V).
- La température ambiante : 25° C.

On mesure alors le temps t_{rr} comme sur la **figure 9**.

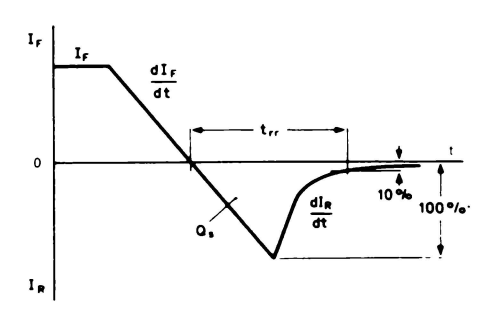


Fig. 9. – Première méthode de mesure du temps de recouvrement.

L'on impose ensuite :

- Le courant direct I_F = 0,5 A avant blocage.
- Le courant inverse I_R = 1 A.
- Une tension inverse.
- La température ambiante : 25° C.

On mesure alors le temps t_{rr} comme sur la **figure 10**.

Il est à noter que, pour un même composant, la deuxième méthode donne des valeurs inférieures d'environ 30 % à celles de la première.

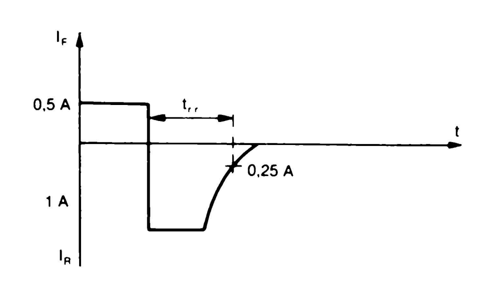


Fig. 10. – Seconde méthode de mesure du temps de recouvrement.

De plus, choisir des courants de 1 A ou 0,5 A, quelle que soit la caractéristique en courant du composant, ne permet pas d'obtenir des informations sur le fonctionnement de la diode dans son application.

Considérons les formes d'onde de la **figure 11.**

Pour estimer au mieux le fonctionnement réel de la diode, nous devrons choisir :

- I_0 égal au courant nominal d'utilisation.
- Une décroissance de courant ($-dL_F/dt$) compatible avec la rapidité de mise en conduction des interrupteurs associés (de l'ordre de 50 A/µs à 100 A/µs).
- Une température jonction d'utilisation de 100° C.

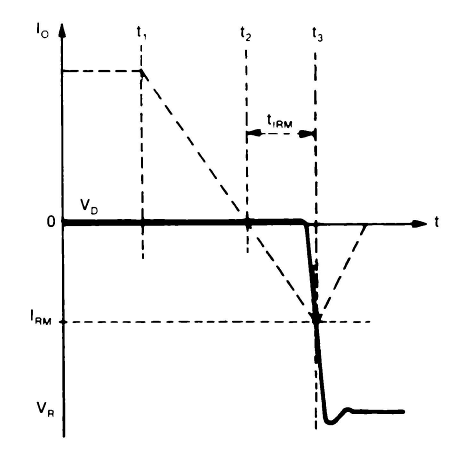


Fig. 11. – Forme d'ondes à la commutation.

di/dt (A/µs)	50		100
I_F (A)	5	10	5
t_{rr} (ns)	80	90	68
Q_S (nC)	120	160	170
I_{RM} (A)	3	3,5	5
t_{IRM} (ns)	60	70	50

Tableau 2.

Prenons l'exemple de la diode 7,5 A/200 V : BYW29.

La valeur spécifiée de t_{rr} est de 25 ns avec I_F = 1 A et $-dI_F/dt$ = 50 A/µs.

On obtient, en partant des courbes donnant les valeurs maximales de t_{rr} et Q_S en fonction du di/dt, les graphes des **figures 12 et 13** ainsi que le **tableau 2**.

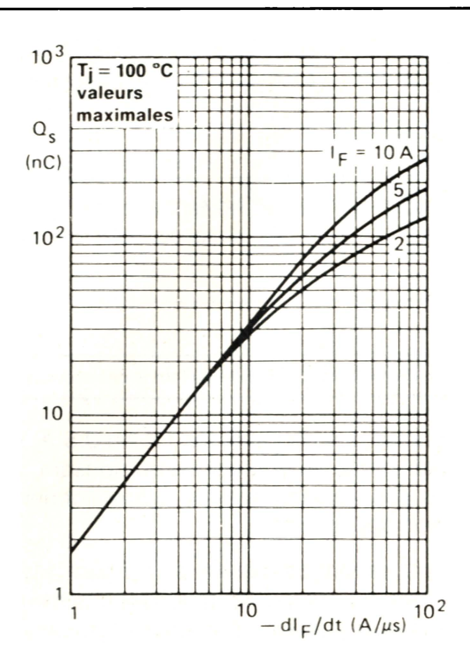


Fig. 12. – Valeurs maximales de Q_S.

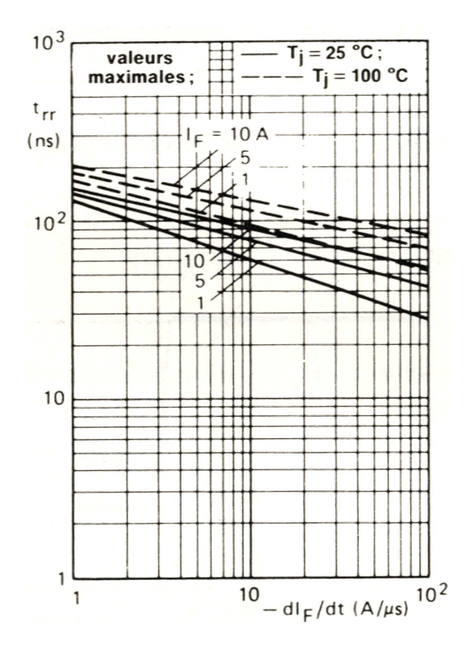


Fig. 13. – Valeurs maximales de t_{rr}.

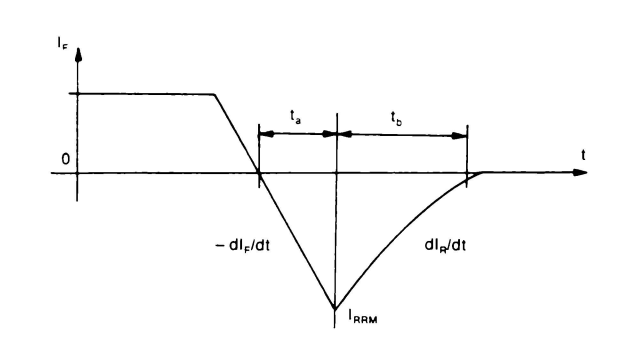


Fig. 14. – Paramètres du recouvrement progressif.

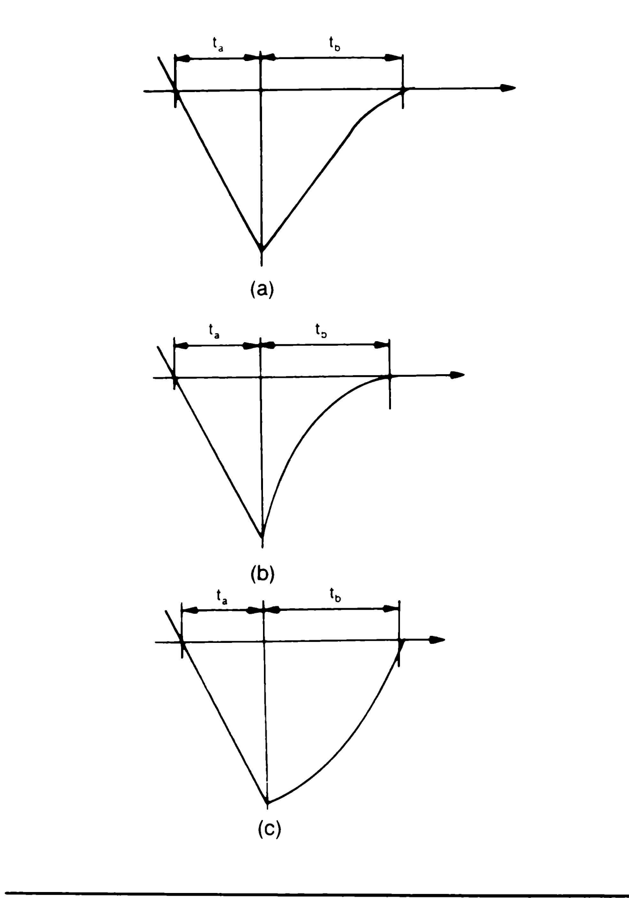


Fig. 15. – Mesure du rapport t_b/t_a.

Principe de mesure du recouvrement progressif

Les paramètres importants du recouvrement progressif d'une diode épitaxiale à haut rendement de commutation sont rappelés à la **figure 14**.

Voici trois méthodes de caractérisation.

Mesure du rapport t_b/t_a

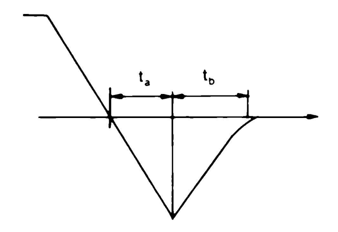
Cette mesure est effectuée pour des valeurs fixées de I_F et $-dI_F/dt$. Elle paraît être la plus mauvaise des méthodes employées, du fait qu'elle ne tient absolument pas compte de la forme d'onde de recouvrement. La **figure 15** montre trois cas donnant la même valeur du rapport t_b/t_a mais avec des caractéristiques totalement différentes.

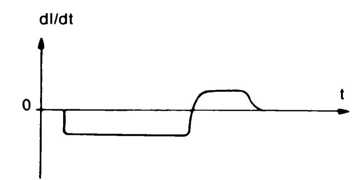
La **figure 15b** présente un taux de croissance de dI_R/dt très important à l'origine tandis que la **figure 15c** montre un cas de croissance de dI_R/dt plus faible à l'origine mais beaucoup plus important à la fin du phénomène. La **figure 16** compare le cas d'un recouvrement progressif à celui de l'effet snap-off.

Caractérisation par un rapport de tension

La **figure 17** représente un circuit utilisé pour ce type de mesure.

Le taux de variation de courant est ici réglé par le transistor T_1. Ceci introduit donc une incertitude au niveau de la mesure ou, en tout cas, une grande difficulté de reproducti-





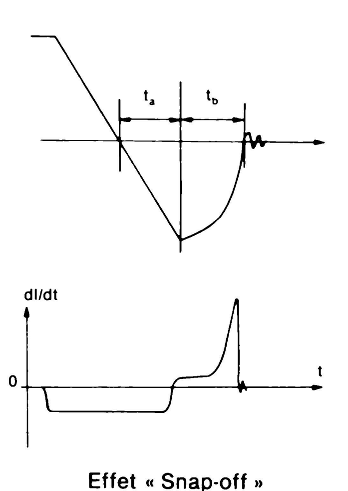


Fig. 16. – Recouvrement progressif et effet « SNAP-OFF ».

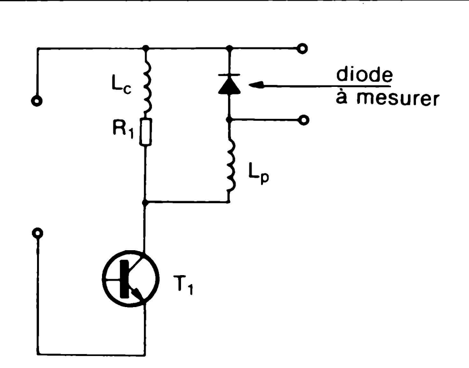


Fig. 17. – Caractérisation par un rapport de tension.

bilité d'équipement et de corrélation de mesures. Il semble plus fiable de faire appel à des composants passifs « étalons » reproductibles sans problème pour ce genre de mesure.

Si l'on néglige l'impédance de la source de tension et celle du transistor T_1 à l'état passant, nous pouvons écrire :

$$-V_{AK\,max} = V_R + L_p\,(dI_R/dt)_{max} = V_{RM}$$

Soit :

$$(dI_R/dt)_{max} = \frac{V_{RM} - V_R}{L_P}$$

Dans ce cas, le recouvrement progressif est caractérisé par le rapport entre la tension V_{RM} ci-dessus, mesurée aux bornes de la diode, et la tension V_R de polarisation.

On obtient :

$$V_{RM} - V_R = L_p \frac{(dI_R)}{dt} max$$

Soit :

$$V_{RM}/V_R = 1 + (dI_R/dt)_{max}\,(V_R/L_p)$$

Dans le cas où la pente dI_F/dt serait imposée par l'inductance L_p (hypothèse contraire à celle faite précédemment disant que le transistor T_1 fixe cette pente de décroissance au blocage), nous pourrions écrire :

$$C = V_{RM}/V_R = 1 + (dI_R/dt)_{max}/(dI_F dt)$$

La définition du paramètre *C*, représentative d'une surtension, n'est en fait applicable que dans le cas du montage de test et non pas dans le circuit pratique de l'utilisateur qui fait intervenir des inductances parasites série, non prises en compte ici, et des transistors pouvant être différents de l'interrupteur T_1.

De plus, le taux de croissance du courant collecteur de T_1 dépend du niveau de ce courant. Un même équipement paraît difficilement compatible avec des mesures de diodes couvrant une gamme de courant de 5 à 100 A par exemple.

Mesure exacte du paramètre de progressivité dI_R/dt

Le schéma de principe utilisé pour cette mesure est donné à la **figure 18**.

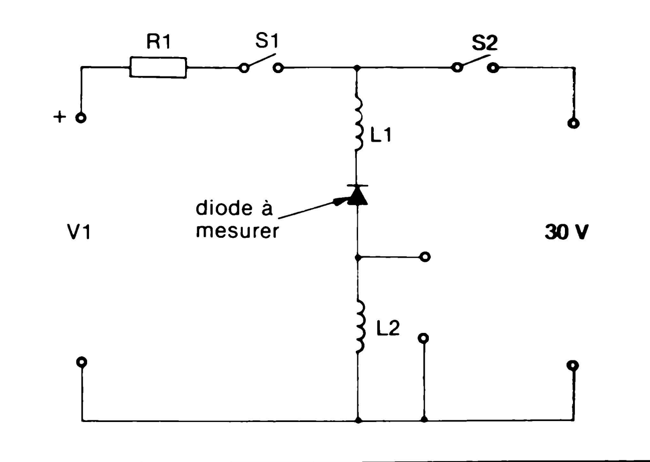


Fig. 18. – Mesure de dI_R/d_t.

- Le courant I_F est fixé par le rapport V_1/R_1 et facilement ajustable par la résistance R_1.

- L'inductance L_2 est choisie très petite devant L_1 et peut être négligée pour définir la pente de décroissance du courant : $-dI_F/dt$, donnée par :

$$-dI_F/dt = 30/L_1$$

La pente dI_R/dt est alors mesurée par la tension développée aux bornes de l'inductance L_2 et représente réellement la progressivité du recouvrement.

En utilisant la relation $- V = L di/dt$, nous pouvons écrire :

$|dI_R/dt| = V/L_2$

L'intérêt de ce circuit est de pouvoir régler facilement les paramètres I_F et $- dI_F/dt$ dans une large plage de variations. De plus, nous obtenons une valeur exacte du paramètre dI_R/dt. Un avantage supplémentaire réside dans le fait que la forme d'onde de tension aux bornes de l'inductance L_2 permet aussi de positionner dans le temps l'instant où la pente est maximale (fig. 19).

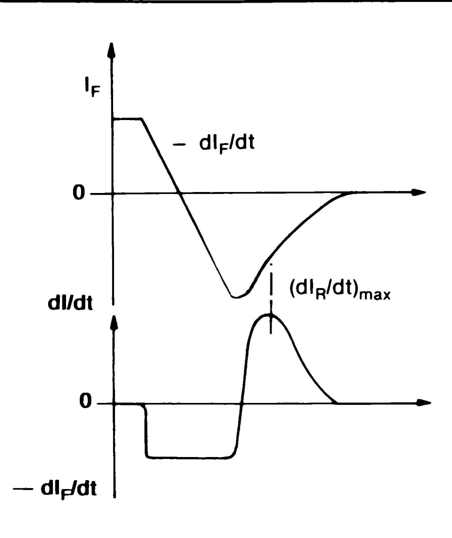


Fig. 19. – Détermination de $(dI_R/dt)_{max}$.

Conclusion

La première méthode semble tout à fait insuffisante car elle ne donne pas d'information précise quant à la progressivité du recouvrement.

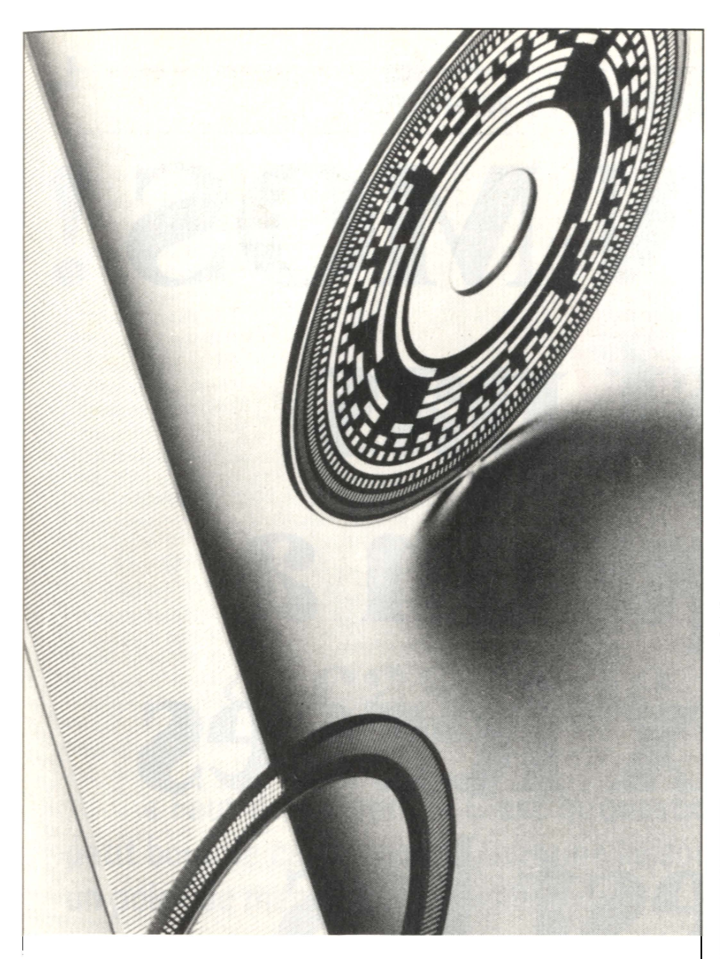
Le second circuit est représentatif de l'environnement réel d'une diode rapide, mais un problème subsiste cependant. Cette mesure dépend, en effet, essentiellement des caractéristiques du transistor utilisé et ne peut, de plus, être reproductible facilement (rappelons que les caractéristiques du transistor sont fonction de la température et que les résultats le seront donc aussi...).

Le troisième circuit présente l'avantage de faire appel à des éléments passifs « étalons », bien plus facilement reproductibles que des transistors ; les inductances utilisées étant bien moins sensibles aux variations de température que les transistors.

Enfin, la valeur réelle du taux de variation de courant dI_R/dt est lue directement, et elle seule permet une prédétermination fiable du comportement et des effets de la diode dans l'application.

Bibliographie

Note d'Application « SC 55 » *RTC*, « Diodes épitaxiales compatibles avec les interrupteurs de puissance d'aujourd'hui », par A. Woodworth et A. Papoular.



Nous conférons à vos instruments leur juste précision

Si votre système de détection des données de mesure manque de précision, personne ne pourra bénéficier de l'étonnante précision de vos instruments.

Il importe par conséquent de collaborer dès le départ avec des spécialistes expérimentés qui, comme nous, sont exclusivement spécialisés dans l'étude et la fabrication de graduations de précision. Cela veut dire que nous ne proposons pas des solutions standard, mais des solutions spécifiques de vos problèmes particuliers. Autrement dit, des graduations de précision sur mesure qui séduisent par leur précision et par leur qualité comme, par exemple, nos:

- disques codés et disques incrémentaux
- règles incrémentales avec une longueur de graduation jusqu'à 3200 mm
- réticules à dépôt de chrome et réticules pour vision nocturne.

Pour donner à vos instruments leur juste précision, contactez dès maintenant un spécialiste Mettler Optic.

Mettler Optic AG
8606 Greifensee (Suisse)
Tél. (01) 941 22 41, télex 54592

6446.74.B

Mettler

SERVICE-LECTEURS N° 101

LE MATERIEL PHYSICO-CHIMIQUE

"NOTRE PRECISION POUR VOTRE QUALITE"

DU LABORATOIRE A L'INDUSTRIE

Enceintes d'essais climatiques

Chaud-Froid
Humidité
Soleil-Pluie
Déverminage
Chocs thermiques
Toute une gamme de 20 l à 10 m³ de −80 °C à 200 °C.

Etuves

Précision
Séchage.
Une gamme complète de 73 l à 2 m³ de 60 °C à 500 °C.
Brouillard salin
SO² Vide
Burn in

Régulateur programmateur MPC

Le seul à équiper plus de 2000 enceintes en Europe :
100 % numérique.

Facile d'emploi, l'affichage clair en français (ou anglais, ou allemand) et en % d'humidité. 36 segments de 0 à 9999 minutes. 2 × 99 boucles possibles. Options : bibliothèque, interfaces IEEE 488, RS 232.

MPC, LA QUALITÉ ASSURÉE

DEMANDEZ LE CATALOGUE GÉNÉRAL DU MATÉRIEL PHYSICO-CHIMIQUE

25, rue Robert Schumann, 93330 Neuilly-sur-Marne
Tél. : (1) 308.28.75 - Télex 230 274 F.

SALON DES COMPOSANTS du 4 au 8 novembre — **STAND 37 ALLÉE 14 HALL 1**

SERVICE-LECTEURS N° 8

M I T E L

"Bye bye N-MOS ! ce n'est pas parce qu'on a le feu aux fesses qu'on est les plus rapides."

CMOS Mitel

Vous rencontrez des problèmes de dissipation thermique et de consommation Mitel vous les fait oublier définitivement en vous proposant toute une gamme de circuits périphériques CMOS compatibles N-MOS.
6821 Adaptateur d'interface (PIA)
6840 Horloge timer universel
6551 Interface pour communication asynchrone (ACIA)

Également disponibles, 12 circuits CMOS 8 bits compatibles série LS ; avec eux, vous donnerez à vos systèmes un avantage déterminant sur leurs concurrents.

HCT 138	HCT 241	HCT 373	HCT 541
HCT 139	HCT 244	HCT 374	HCT 573
HCT 240	HCT 245	HCT 540	HCT 574

Ces circuits HCT sont conformes ou supérieurs à la norme Jedec 40.2 et peuvent être fournis sous boîtier plastique ou céramique.

Avec les CMOS Mitel dans vos projets, vous avez désormais les moyens de gagner sans vous faire des chaleurs.

Distribué par Technology Resources,
114, rue Marius-Aufan, 92300 Levallois-Perret.
Tél. (1) 47.57.31.33, Télex 610657,
Télécopie (1) 47.57.98.67.

Lyon, Tél. 72.33.14.14. Télécopie 72.33.66.31.

Toulouse, Tél. 61.22.91.41. Télécopie 61.23.56.38.



Domino Ketchum

SERVICE-LECTEURS N° 9

LE PILOTAGE INFORMATIQUE TECHNOLOGY RESOURCES SA



Le montage « cascode désadapté »

« Faut-il adapter ? » C'est la question qu'on se pose chaque fois qu'on utilise un petit bout de câble coaxial pour une liaison entre deux cartes d'un même montage, entre un point de mesure et un oscilloscope.

En principe, la délicate et onéreuse procédure d'adaptation est inutile quand la longueur d'un câble est petite devant le quart de la longueur d'onde du signal qu'il véhicule. Cependant, ce câble se comporte alors comme une capacité, et cela peut avoir des conséquences désagréables sur la réponse en fréquence et aussi, en cas de signaux forts, sur la consommation. En effet, une porte C.MOS qui doit charger et décharger rapidement une capacité de câble s'échauffe d'autant plus que ce câble est plus long. En même temps, elle adresse à sa ligne d'alimentation des sollicitations impulsionnelles dont les conséquences peuvent être aussi multiples qu'inattendues.

A l'intérieur d'une liaison cascode, un câble court peut être équivalent à un circuit de correction qui améliore la réponse aux fréquences élevées. De plus, la cascode atténue avant le câble, pour amplifier après, si bien qu'on ne rencontre guère de problème d'amplitude ou d'intensité réactive.



Un anti-Miller nommé cascode

L'effet *Miller* décrit les conséquences de la capacité interne de réaction, c'est-à-dire de la capacité se trouvant entre entrée et sortie d'un élément amplificateur fonctionnant avec inversion de phase. Cette capacité ramène une fraction de la tension de sortie sur l'entrée, et cela diminue fortement le gain d'un amplificateur aux fréquences élevées. Il est également possible que cela le fasse osciller. S'il s'agit d'un oscillateur, l'effet *Miller* entrave l'entretien.

Parmi les divers antidotes, il y en a un qui est déjà remarquable du fait de sa philosophie, selon laquelle il suffit de rendre la tension de sortie nulle (ou presque) pour éviter toute perturbation de l'entrée par une fraction de cette tension de sortie.

La **figure 1** montre qu'on y parvient par un montage émetteur commun, T_1, qui attaque un montage base commune, T_2. La résistance d'entrée (d'émetteur) de T_2 est l'inverse de sa transconductance, soit une résistance d'entrée de 10 Ω environ pour I_C = 3 mA. Comme il s'agit là de la résistance de charge de T_1, et comme les deux transistors travaillent avec une même intensité de collecteur, donc avec une même transconductance, il serait facile de montrer que le gain u_2/u_1 est toujours inférieur à l'unité, et même très largement inférieur quand la chute de tension sur R_4 dépasse quelques dixièmes de volt. Ainsi, T_1 travaille avec une tension alternative de collecteur presque nulle.

Cela n'empêche pas que le gain global u_3/u_1 puisse être supérieur à l'unité. En effet, ce gain est, en première approximation, égal (ou plutôt légèrement inférieur) à R_3/R_4.

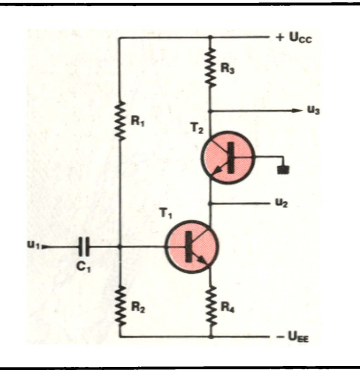


Fig. 1. – Dans le montage cascode, le transistor T_1 est utilisé en émetteur commun pour attaquer T_2, lequel fonctionne en case commune.

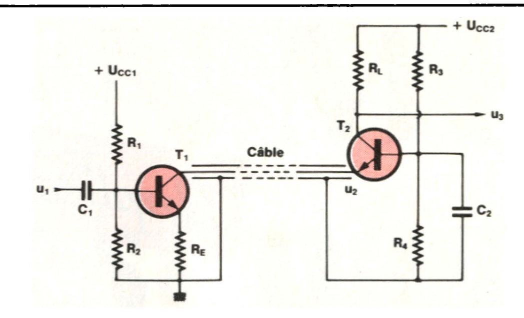


Fig. 2. – Entre les deux étages d'un montage cascode, on peut insérer un câble non adapté, si sa longueur est petite devant le quart de la longueur d'onde minimale du signal.

Variantes aux deux bouts du câble

Le câble de liaison, toujours supposé court devant le quart de la longueur d'onde minimale du signal à transmettre, sera inséré entre le collecteur de T_1 et l'émetteur de T_2, comme le montre la **figure 2.** Accessoirement, cette figure indique que la base de T_2 peut être mise à une masse fictive, au moyen d'un découplage par C_2.

Pour le calcul de R_E et du diviseur $R_1 - R_2$, on partira de l'amplitude de u_1, alors que R_L, R_3 et R_4 dépendront de l'amplitude qu'on désire obtenir à la sortie. La plus basse valeur instantanée que u_2 peut prendre sera égale à la crête positive de la tension appliquée à la base de T_1.

Les deux sources d'alimentation, U_{CC1} et U_{CC2}, peuvent être de nature différente. On peut ainsi, moyennent un gain u_3/u_1 de l'ordre de 2, utiliser le montage comme interface entre une logique TTL, alimentée sous 5 V, et une logique C.MOS, fonctionnant sous 15 V.

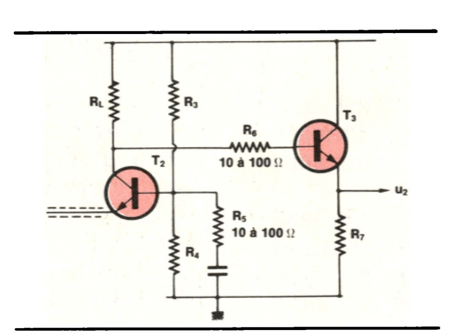


Fig. 3. – L'adjonction d'un collecteur commun, T_3, permet d'améliorer la réponse aux fréquences élevées.

Pour améliorer la réponse en fréquence on peut, conformément à la **figure 3,** faire suivre T_2 d'un collecteur commun, T_3. Comme ce dernier risque de présenter une impédance négative d'entrée aux fréquences élevées, le montage ne sera souvent stable que si l'on prévoit les résistances R_5 et R_6. On utilisera la valeur la plus faible qui est compatible avec un fonctionnement correct.

Ces résistances peuvent également servir pour corriger l'excès de réponse aux fréquences élevées qu'on risque d'observer quand la résistance d'entrée (d'émetteur) de T_2 est inférieure à l'impédance caractéristique du câble de liaison. Ce sera souvent le cas, car T_2 présente, comme on l'a vu plus haut, une résistance d'entrée de l'ordre de 10 Ω, alors que le câble aura le plus souvent une impédance de 50 Ω. Dans ces conditions, on obtient un fonctionnement équivalent à celui du montage de la **figure 4,** c'est-à-dire un circuit de correction qui améliore, voire exagère, la réponse aux fréquences élevées.

Ce raisonnement reste valable quand on remplace, comme cela a été fait dans la **figure 5,** T_1 par un transistor à effet de champ. On obtient alors une impédance d'entrée plus élevée, mais aussi, *a pirori* un gain plus faible, puisque la transconductance de T_1 sera plus faible que celle de T_2.

On peut y remédier en découplant R_S par C_S. On augmente alors le gain sans modifier le bruit, ce qui signifie que le rapport signal/bruit s'améliore. Cependant, le fonctionnement devient moins linéaire et il faut se contenter d'une amplitude d'entrée plus faible.

Sonde active d'oscilloscope ou de millivoltmètre

Pour qu'un instrument, tel qu'un oscilloscope, soit à haute impédance d'entrée, il faut ou bien l'utiliser à 1/10 de sa sensibilité, ou bien le munir d'une sonde active, laquelle peut même apporter un gain supplémentaire. Il est vrai que cela n'existe guère dans le commerce, car une telle

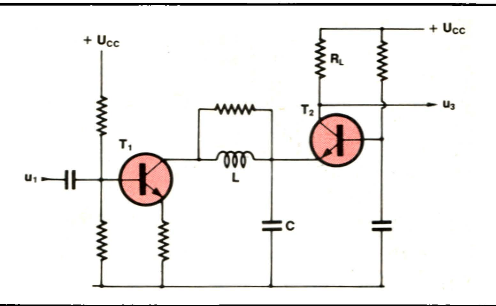


Fig. 4. – Quand l'impédance d'entrée de T_2 est suffisamment faible, le câble de liaison se comporte comme un circuit de correction de réponse.

sonde n'est utilisable, sous peine de distorsion, que pour des tensions d'entrée inférieures à 1 V crête-à-crête.

Le préamplificateur de la **figure 6** est doté d'un gain en tension de 2. La sonde proprement dite contient T_1 avec ses cinq composants périphériques. Les éléments R_1 et C_2 constituent un circuit de protection. En effet, si l'on applique l'entrée de la sonde successivement à + 150 V et à la masse, C_1 peut emmagasiner, puis restituer, une énergie suffisante pour détruire la jonction de gate de T_1, si l'on ne prévoit aucune limitation. Le supplément de bruit qu'apporte R_1 n'est pas très important en pratique. En revanche, on peut améliorer le rapport signal/bruit, comme cela été dit plus haut, en découplant R_S, si l'on accepte une capacité d'entrée plus forte, une limite de distorsion plus faible, et probablement aussi une légère réduction de la bande passante. Avec les valeurs du montage, cette bande passante est supérieure à 20 MHz. Au besoin, on devra modifier R_S de façon à obtenir une intensité de drain voisine de 3 mA, soit une chute de 4,5 V aux bornes de R_3.

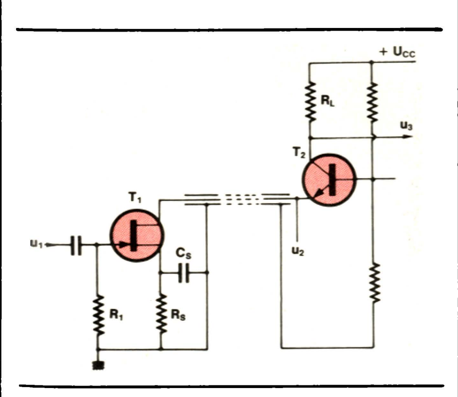


Fig. 5. – Pour obtenir un cascode à haute impédance d'entrée, il suffit d'utiliser un transistor à effet de champ pour T_1.

Aucune mise au point n'est nécessaire pour le reste du montage. Avec les valeurs indiquées, la tension de sortie peut atteindre 4 V crête-à-crête tant qu'on reste en dessous de 2 MHz. Au-delà, il faut se contenter d'amplitudes moindres, et à 10 MHz, le maximum est de 2 V crête-à-crête, à la sortie.

Le boîtier abritant T_2 et T_3 pourra être placé en voisinage immédiat de l'oscilloscope. Ainsi, la liaison de sortie (émetteur de T_3 via R_9) pourra se faire par un simple fil torsadé, long de 10 à 20 cm. La capacité de charge restera ainsi très faible.

La valeur de la tension d'alimentation est suffisamment peu critique pour qu'on puisse la stabiliser par une diode Zener de type courant, sans compensation de température. Mais comme la sonde active pourra être utilisée dans le domaine du millivolt, un filtrage soigné est aussi nécessaire qu'une bonne protection envers les variations rapides de la tension du réseau. Ces exigences seront satisfaites quand on alimente, comme dans la **figure 7**, la diode Zener en commande par courant, c'est-à-dire par la résistance interne (dynamique) d'un transistor à effet de champ. Au besoin, on devra modifier R_1 de façon à obtenir une intensité de drain comprise entre 10 et 15 mA.

Une alimentation plus sérieusement régulée sera nécessaire si l'on étend le principe du cascode de liaison à l'amplification de tensions continues. Cela pourra se faire, entre autres, en dédoublant le montage de la **figure 6** de façon à obtenir un amplificateur différentiel cascode.

H. Schreiber

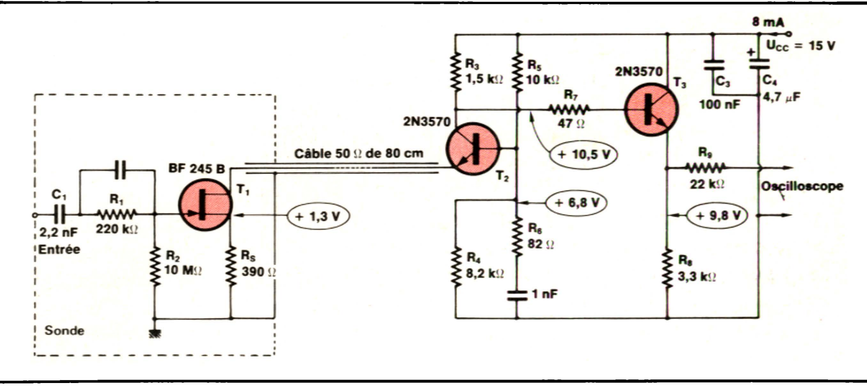


Fig. 6. – Cette sonde active de mesureur (oscilloscope, millivoltmètre, fréquencemètre, etc.) possède un gain de 2 et sa bande passante s'étend de 10 Hz au-delà de 20 MHz.

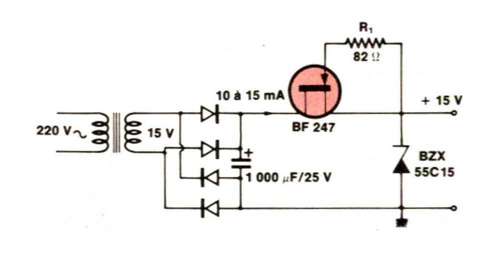


Fig. 7. – Pour alimenter le montage de la figure 6, il suffit d'un circuit qui présente une bonne stabilité à court terme seulement.



Le Superkit II

En deux ans, des dizaines d'écoles (LEP, IUT, AFPA...) ont opté pour notre SUPERKIT. Les raisons ? les voici :

Un assembleur intégré vous permet désormais d'écrire vos programmes en symbolique (*) : ORG, RMB, EQU, FCC.....

Un μP. moderne, le 6809, avec lequel vous pouvez enseigner les nouvelles méthodes de programmation dynamique.

Les 6800, 8085, 6502 et Z80. Actionnez un dip-switch et hop! vous avez changé de langage μP.. D'autres μP. sont en cours d'étude (6805 par ex..) et vous avez ainsi la certitude d'avoir un matériel toujours d'actualité.

30 afficheurs ou visu. classique, au choix. Dans les deux cas vous avez continuellement sous les yeux les registres internes du μP. : A, B, X, Y... ou BC, DE, HL... et vous pouvez suivre votre programme pas à pas avec une grande facilité. Le CCR est décodé bit à bit. De plus, 6 touches vous font ressortir instantanément des zones de mémoires, de piles ou d'interfaces. Ainsi, l'étude d'une PUSH ne nécessite qu'une seule manip. (avec certains kits à 6 afficheurs, vous en avez jusqu'à 19, faites vous-même le calcul).

Interfaces : 2xPIA, 2xRS232C à 6850, une K7 et un 6840 partiellement utilisé. Les signaux de bus bufférisés sortent par un DIN 41612. Quant à nos cartes d'interfaces, nous vous proposons du sérieux : contrôleur floppy, CRTC 6845....

Le résultat, le voici : Si un kit à 6 afficheurs nécessite 100 manips. pour exécuter un programme donné, il ne vous en faut qu'entre 10 et 18 avec le SUPERKIT II. La pédagogie n'a pas été améliorée de 10 ou de 20%..... mais de **800%.**

(*) L'assembleur nécessite un terminal RS232C.
NOTE : DATA R.D. a déposé plusieurs brevets d'invention.
Marques déposées : Z80=Zilog, FLEX=TSC, Goupil=SMT, PDP11=Digital Equipments, OS9=Microware, PC-DOC=IBM/Microsoft, UNIX=Bell labs.

L'outil de développement

Grâce à nos cartes d'extension, vous pouvez transformer votre SUPERKIT II en outil de développement en quelques secondes, juste le temps de brancher les cartes. Cette innovation est très intéressante : vous faites les formations de premier niveau avec le kit, et vous continuez ensuite avec les langages évolués ("C" etc...) **avec le même matériel.**

Nous avons également un "kit" outil de développement avec programmateur de REPROM incorporé, la carte **MERCURE.**

Enfin, notre système **ULYSSE** (voir photo) est un outil de développement complet "clefs en mains". Vous choisissez votre terminal (ou PC) et nous l'adaptons gratuitement.

Dans tous les cas, nous réalisons votre rêve : un outil de développement performant à un prix (enfin) abordable.

LOGICIELS. Nous avons l'une des gammes les plus fournies du marché. Par exemple, nous vous proposons pas moins de **7** compilateurs **"C"** différents : du "Tiny C" à 980 Frs. HT. au plus puissant de tous, le "C" d'INTROL, disponible également sous FLEX (Goupil...), PC-DOS, OS9 et PDP11/UNIX .

Quant aux assembleurs, nous avons les 6809, 6800/1/2/3/4 6805/8/11, 6502/3, 8080/5, Z8, Z80, 1802/5, 8048, 8051 et 68000. Et pour les autres langages, nous avons des assembleurs structurés 6809, plusieurs PASCAL, des compilateurs BASIC industriels, le PL/9, le FORTH, des traitements de textes (pour vos rapports), des tableurs, des DBMS etc....

Demandez notre documentation sur le SUPERKIT II, le monocarte MERCURE et le système ULYSSE ainsi que sur nos logiciels, et notamment sur le langage "C".

DATA R.D.
Z.I. de l'ARMAILLER
Rue Gaspard Monge
tél : (75) 42-27-25
26500, BOURG-LES-VALENCE
(FRANCE)



Allumage électronique à transistors « GEMFET »

On connaît la gageure de l'allumage électronique automobile : des performances presque « militaires » (tenue en température notamment) pour un coût « grand public ».

De nouveaux semiconducteurs de commutation, baptisés « GEMFET », alliés à des circuits intégrés spécialisés permettent de réaliser des systèmes d'allumage haute énergie simples, très efficaces et peu onéreux.

Le commutateur

L'industrie automobile a l'habitude d'utiliser pour la commande de la bobine d'allumage électronique un transistor Darlington du type BU 323. L'apparition sur le marché des dispositifs semiconducteurs à « conductivité modulée » appelés chez Motorola « GEMFET », alliant la simplicité de commande du MOS avec la tension de déchet du bipolaire, permet une nouvelle approche de l'allumage électronique, que ne permet pas le MOS à cause de sa $R_{DS\,on}$.

Les caractéristiques principales des GEMFET MGP 20N50/20N45, MGM 20N50/20N45 sont données dans les **tableaux 1 et 2.**

Paramètre	Symbole	Composant	Valeur	Unité
Tension drain-source	V_{DSS}	MGM 20N45 MGP 20N45 MGM 20N50 MGP 20N50	450 450 500 500	Vdc Vdc Vdc Vdc
Tension drain-porte (R_{GS} = 1 MΩ)	V_{DGR}	MGM 20N45 MGP 20N45 MGM 20N50 MGP 20N50	450 450 500 500	Vdc Vdc Vdc Vdc
Tension porte-source	V_{GS}	les 4 types	± 20	Vdc
Courant de drain – continu – pulsé	 I_D I_{DM}	les 4 types	 20 30	 Adc Adc
Puissance – dissipation à 25 °C – dérive au-dessus de 25 °C	 P_D	les 4 types	 100 0,8	 W W/ °C
Température – de stockage – de fonctionnement	 T_{stg} T_j	les 4 types	 – 65/ + 150 – 65/ + 150	 °C °C

Tableau 1. – Valeurs maximales admissibles.

Le circuit de commande

Le MC 3334P est un circuit intégré 8 broches, encapsulé plastique à faible coût, spécialement étudié pour les allumages électroniques.

Normalement prévu pour piloter un transistor Darlington du type BU 323, il est tout à fait adapté à la commande de GEMFET grâce à la configuration de son transistor de sortie.

Il nécessite très peu de composants extérieurs, et ceux-ci ne sont pas critiques. Il fonctionne dans la gamme 4 V à 24 V et comporte un circuit protecteur en cas de surtensions (30 V).

Le dwell est ajusté automatiquement pour avoir l'énergie stockée optimale en minimisant les pertes. Le courant maximal de drain ou de collecteur est ajustable pour permettre l'utilisation de bobines haute énergie, sans nécessiter l'ajustage fastidieux de la résistance série de la bobine. Enfin, son implantation a été étudiée pour faciliter la réalisation de circuits imprimés sans croisement de fils.

La **figure 1** montre le MC 3334P utilisé dans un schéma simple d'allumage électronique.

Paramètres	Symbole	Min.	Max.	Unité
Caractéristiques à l'état bloqué				
Tension de claquage drain-source (V_{GS} = 0, I_D = 5 mA)	$V_{(BR)DSS}$			
MGM/MGP 20N45		450		Vdc
MGM/MGP 20N50		500		Vdc
Courant de drain à tension de porte nulle (V_{DS} = 0,85 V, V_{GS} = 0, T_j = 100 °C)	I_{DSS}			
MGM/MGP 20N45			0,25	mA dc
MGM/MGP 20N50			2,5	mA dc
Courant de fuite porte-boîtier	I_{GSS}		500	nA dc
Caractéristiques à l'état passant				
Tension de seuil de porte (I_D = 1 mA, V_{DS} = V_{GS}) T_j = 100 °C	$V_{GS(th)}$			
MGM/MGP 20N45		2	4,5	Vdc
MGM/MGP 20N50		1,5	4	Vdc
Tension drain-source (pour les 4 types)	$V_{DS(on)}$			
– I_D = 10 A, V_{GS} = 10 V			2,7	Vdc
– I_D = 20 A, V_{GS} = 15 V			5	Vdc
– I_D = 10 A, V_{GS} = 10 V, T_j = 100 °C			3	Vdc
Résistance drain-source (pour les 4 types) (V_{GS} = 10 V, I_D = 10 A)	r_{DSon}		0,27	Ω
Transconductance (pour les 4 types) (V_{DS} = 10 V, I_D = 10 A)	g_{fs}	3		mhos

Tableau 2. – Caractéristiques électriques à 25 °C.

Conseils de réalisation

Comme la limitation de courant du GEMFET se fait par lecture de la tension aux bornes d'une très faible résistance (0,055 Ω), il est nécessaire d'effectuer un câblage entre la source du GEMFET et la masse du circuit intégré aussi court que possible.

Le GEMFET doit être monté sur un radiateur pour lui permettre de fonctionner correctement avec des températures ambiantes avoisinant les 100 °C sous le capot d'une voiture.

Les diodes Zener de 300 V et de 20 V doivent être montées au plus court sur le GEMFET pour éviter toute inductance parasite risquant de retarder leurs effets.

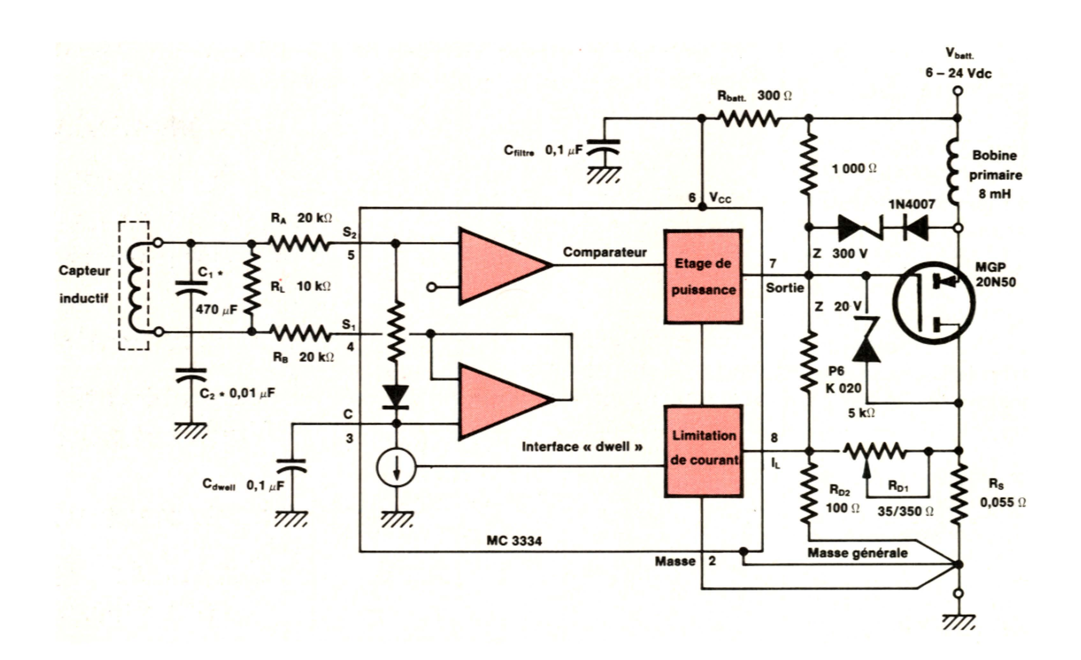


Fig. 1

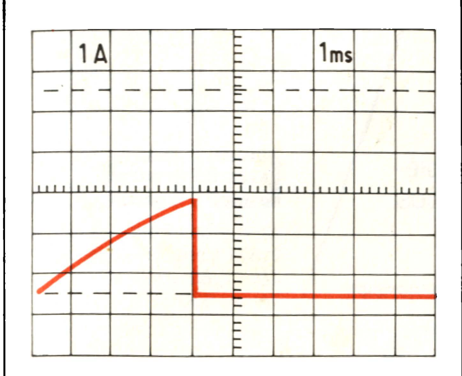


Fig. 2

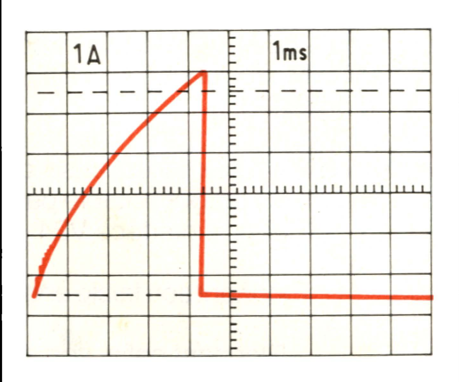
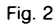


Fig. 3

Résultats d'utilisation



Ils sont les suivants :

- **Premier cas**

Démarrage avec batterie faible à 6 V, courant bobine 2,5 A. Tension bobine 325 V, 600 tours/mn. Energie 25 mJ. Le courant a la forme de la figure 2.

- **Deuxième cas (fig. 3)**

Ralenti. Batterie de 13,5 V, courant bobine 5,5 A, tension bobine 325 V, 600 tours/mn. Energie 120 mJ.

- **Troisième cas (fig. 4)**

Vitesse maximale. Batterie de 13,5 V, courant bobine 4 A, tension bobine 325 V, 12 000 tours/mn. Energie 60 mJ.

La consommation est relativement faible comparée à un allumage traditionnel.

Avec une batterie à 13,5 V on a mesuré :

– à l'arrêt : 2 W
– à 600 tours/mn : 3 W
– à 6 000 tours/mn : 10 W

Conclusion

Cet article a montré comment, en utilisant les nouveaux commutateurs haute tension du type GEMFET MGP20N50 à commande MOS et faibles pertes conjointement avec un circuit intégré spécialisé « MC 3334P », la possibilité existe de réaliser un allumage électronique haute énergie, simple, fiable et peu coûteux.

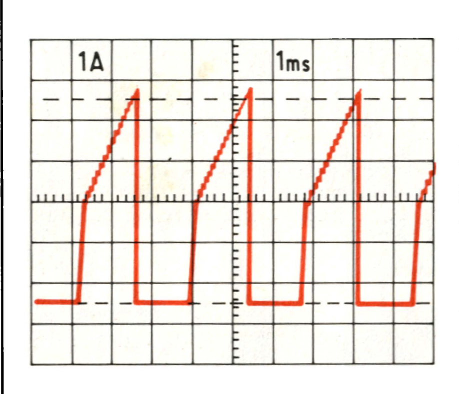


Fig. 4

Les avantages sont, rappelons-le, les suivants :

– démarrage tous temps, même avec une batterie aussi faible que 6 V ;

– dwell automatique ;

– limitation du courant dans le commutateur ;

– utilisation de capteur magnétique évitant les rebondissements à grande vitesse ;

– très haute énergie permettant l'allumage avec des bougies écartées, usées, ou ayant des pertes.

J.-P. Bruniquel
Laboratoire d'application
puissance, Motorola
Semiconducteurs

Bibliographie

Motorola MGP20N50 Data Sheet
Motorola MC3334P Data Sheet



Qu'est-ce que le « radiotexte » ?

Depuis les débuts de la radio, on sait qu'on peut moduler un émetteur à la fois en amplitude et en phase (ou en fréquence). On n'a cessé d'imaginer toutes sortes d'applications pour cette « radio à deux voies », et *Electronique Applications* en a mentionné certaines dans son n° 31, page 29.

L'une de ces applications, c'est le « radiotexte », c'est-à-dire un radio récepteur avec quelques lignes d'affichage à côté du haut-parleur. On pourra y lire toutes sortes d'informations, complémentaires ou non à ce qu'on entend. Cette application peut être considérée comme hautement réaliste, car un financement par la publicité est possible.

Les premières expérimentations

Même au niveau de l'expérimentation on peut profiter de ce type de financement, si l'on utilise des panneaux de publicité comme cobayes. En effet, ces panneaux seront regardés bien plus attentivement si leur affichage se trouve complété par quelques lignes d'informations d'actualité, météo, sport, etc.

L'auteur de cet article a collaboré à une série d'émissions expérimentales qui ont été diffusées par Europe 1 (185 kHz), en 1984. Ces émissions ont montré que la compatibilité AM/PM dépend fortement de la forme de codage qu'on utilise pour la voie digitale PM. Sans révéler tous les détails, cet article évoque des retombées qui seront fort intéressantes partout où l'on a besoin de codes « riches », c'est-à-dire acheminant plus de données que le code binaire, et discrets, c'est-à-dire peu perturbateurs.

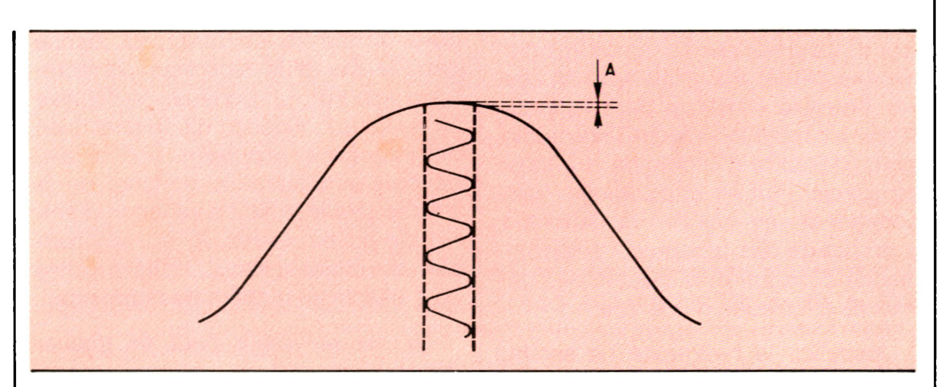


Fig. 1. – Sur un récepteur correctement accordé, une porteuse modulée en fréquence ne produit un effet qu'en cas d'excursion de fréquence relativement forte.

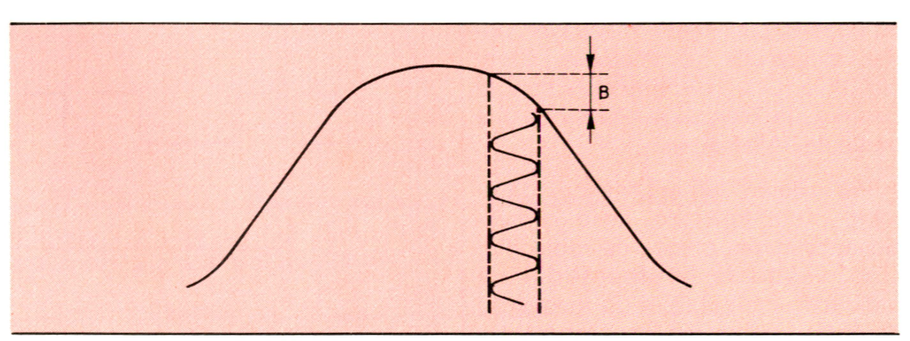


Fig. 2. – Dans le cas d'un désaccord relativement important, une porteuse modulée en fréquence peut perturber considérablement un récepteur à modulateur d'amplitude.



Le radiotexte ?
Ce peut être sérieux !

Avec un code semblable à ceux dont il sera question ici, tout émetteur d'ondes moyennes ou longues peut être doté d'un débit informatique supplémentaire qui est équivalent à celui de la parole, soit environ 20 lettres ou signes par seconde. En d'autres termes, avec le radiotexte, tout émetteur peut « en raconter deux fois plus ».

Lors d'une musique ininterrompue, le radiotexte affichera qui joue quoi, et même la référence du disque. En alternance, éventuellement, avec un petit résumé d'informations, météo, heure exacte.

Le radiotexte peut aussi fonctionner sur imprimante, pour les chiffres du Loto aussi bien que pour les recettes de cuisine. Si par exemple le cours de musculation vous ennuie, le radiotexte vous demandera de patienter encore trois minutes, avec des slogans publicitaires, jusqu'à la chronique politique. La radio scolaire ou universitaire pourra enseigner non seulement la prononciation d'une langue étrangère, mais aussi l'orthographe.

Un récepteur à mémoire pourra être programmé, par exemple, sur « sport ». De retour de promenade, son propriétaire n'aura qu'à manœuvrer un bouton pour connaître les derniers résultats. Sport ou autre chose, par exemple « météo » pour le radio-réveil, « circulation » pour l'autoradio, avec possibilité d'écoute par synthèse de parole. Autres applications : télécommande, en fonction de la météo, d'arrosage de champs, télécommande constamment réactualisée des feux de circulation d'une ville.

Jusqu'ici, le radiotexte ne semble pas intéresser l'industrie. Ainsi, Europe 1 ne se présente qu'en prestataire de services, pour des transmissions digitales à 125 bits/s, ouvertes ou codées, pour toute application privée, industrielle, commerciale, administrative. Les pays desservis sont le Benelux, la France, la Suisse et une partie de l'Allemagne.

Par ailleurs, les expériences d'Europe 1 ont intéressé, voire impressionné d'autres offices de radiodiffusion, lesquels estiment que le radiotexte peut réaliser un renouveau de notre vieille radio, sans parler des emplois qu'il est susceptible de créer, ici ou ailleurs.

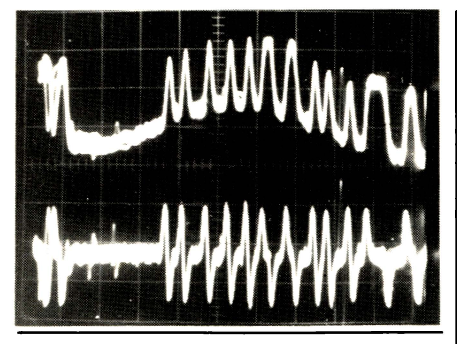


Fig. 3. – Signaux reçus, sur 179 kHz, simultanément avec un démodulateur de phase (en haut) et avec démodulation de fréquence (en bas). Dans ce dernier cas, on remarque une amplitude nettement plus grande des perturbations impulsionnelles.

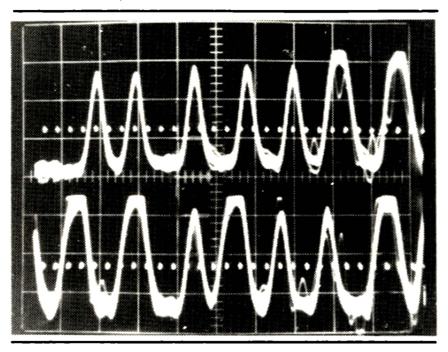


Fig. 4. – Deux trains de signaux accompagnés d'échelles de temps, relevés séparément, toujours sur 179 kHz et avec une dizaine de superpositions successives.

L'onde et l'oreille

Un récepteur AM perçoit toute modulation de phase qu'il capte comme une modulation de fréquence. La **figure 1** montre ce que cela donne dans le cas d'un récepteur correctement accordé. La porteuse se déplace alors, sous l'influence d'une excursion de fréquence supposée sinusoïdale, de part et d'autre du sommet de la courbe de réponse. La variation d'amplitude qui en résulte, *A*, est négligeable, du moins avec l'excursion dont on a besoin en matière de radiotexte.

Or, un récepteur peut se trouver désaccordé, même volontairement, car cela donne un son un peu plus brillant, en dépit de quelque distorsion et d'un léger bruit. La **figure 2** montre qu'on assiste alors à une démodulation sur le flanc de la courbe de réponse, donnant lieu à une amplitude de perturbation *B*.

L'excursion dont on a besoin, pour le radiotexte, est de quelques dizaines de hertz seulement. La perturbation au désaccord est alors du même ordre de grandeur que le bruit de désaccord qu'on a de toute façon, dans ces conditions d'écoute. Mais si cette perturbation est un son entretenu ou cadencé, l'oreille arrive à l'isoler dans le bruit de désacord. En revanche, si le signal perturbateur FM ressemble lui-même à un bruit, l'oreille n'arrive pas à se rendre compte si le bruit total est de 2 ou de 3 dB plus fort que d'habitude, pour telle ou telle position particulière de désaccord.

L'avantage d'un signal ressemblant à un bruit a d'ailleurs été déjà reconnu par ceux [1, 2] qui s'occupent de radiotexte sur émetteurs normalement modulés en fréquence. Le problème est plus ardu qu'en AM, car il faut ajouter une sous-porteuse à celle qui existe déjà pour la stéréo, c'est-à-dire créer un troisième canal avec de très sévères exigences quant au bruit de fond.

Phase, fréquence et grandeurs continues

Pour être discret, un code doit ressembler à un bruit. Pour être riche, c'est-à-dire pour pouvoir véhiculer un maximum d'informations, les bits devraient pouvoir s'y suivre de n'importe quelle façon, plusieurs dizaines de « 1 » de suite, sans que le système perde sa référence, par la décharge d'un condensateur. En d'autres termes, il faut un système qui admet le continu.

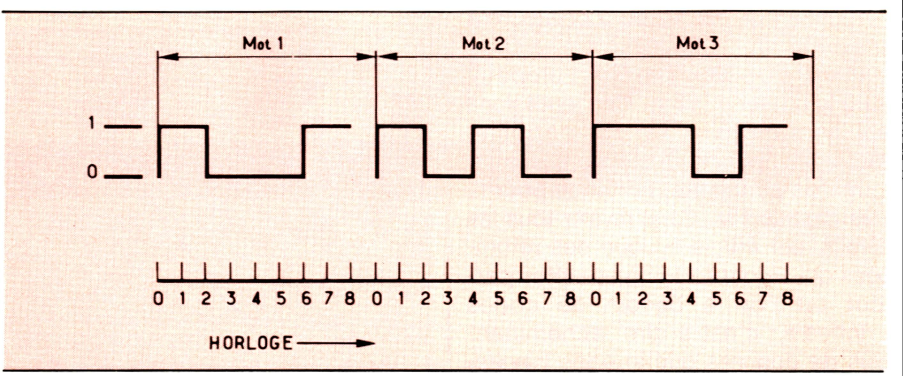


Fig. 5. – Une demi-durée de bit supplémentaire permet de transmettre davantage dans une bande passante donnée.

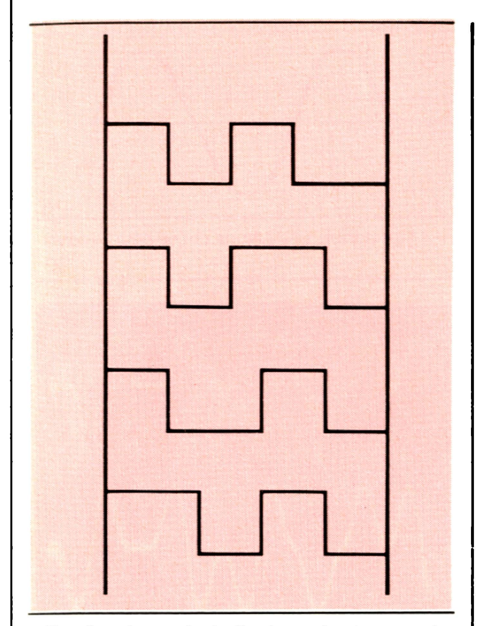


Fig. 6. – Le code à décalage simple permet d'écrire le mot « 1010 » de quatre façons différentes.

En modulation de fréquence, la chose est possible, pourvu qu'on dispose d'étalons de fréquence suffisamment stables à l'émission et à la réception. Par contre, en modulation de phase, la référence, c'est-à-dire la position de phase, se modifie avec les conditions de propagation, et cela interdit toute transmission de grandeur continue.

Or, la FM n'est jamais que la dérivée première de la PM. Ainsi, on peut capter en FM ce qui est émis en PM, avec composante continue. Toutefois, on perd alors en immunité aux perturbations, comme le montreront les oscillogrammes qui seront commentés plus loin.

Les « mystérieux signaux » sur 179 kHz

L'émetteur d'Oranienburg, en RDA, travaille sur 179 kHz. Il se trouve ainsi à 6 kHz d'Europe 1, et presque dans la même direction vu de Paris. Il faut se lever très tôt, c'est-à-dire pendant la coupure nocturne d'Europe 1, pour capter sa voix AM à peu près confortablement. Or, cet émetteur s'est doté depuis peu d'une voie PM qui nous arrive dans des conditions bien meilleures, même quand Europe 1 fonctionne.

Néanmoins, cette voie est suffisamment entachée de perturbations pour constituer une « pâture » idéale du technicien désireux d'explorer les possibilités limites de traitement de ses montages de radiotexte. De plus, on y pratique une modulation de phase avec transmission de grandeurs continues.

L'oscillogramme de la **figure 3** montre les signaux horaires (et de date) qui sont répétés, sur 179 kHz, toutes les secondes, à ceci près que la valeur numérique de la seconde change évidemment chaque fois. Pendant 250 ms, on maintient l'excursion de phase dans l'une de ses positions extrêmes, puis on émet un message binaire, sans retour à zéro entre chaque bit, et avec un flux de 100 bits/s environ. La forme des signaux, assez proche de la rectangulaire à l'émission, se trouve fortement arrondie par le filtre du récepteur.

Le temps de pose de la photo d'oscillogramme a été choisi de façon à obtenir la superposition d'une dizaine de traces. On voit ainsi la relative régularité de la transmission, ainsi que quelques impulsions sporadiques de perturbation.

En haut, est visible ce qu'on observe avec un asservissement de type courant, et avec une constante de temps relativement courte. Les 250 ms d'excursion constante empêchent le récepteur de maintenir la référence. La forte ondulation qui en résulte disparaît, cependant, quand on différencie, c'est-à-dire quand on reçoit en FM, comme le montre la trace inférieure de l'oscillogramme de la **figure 3.** Or, un différenciateur est un passe-haut. Il augmente donc l'amplitude des perturbations, comme on le voit nettement en comparant les deux oscillogrammes de la **figure 3.**

Le signal de la **figure 3** ne ressemble pas spécialement à un bruit, et même si cela était, les interruptions cadencées de 250 ms permettraient une distinction très facile d'un bruit de désaccord normal. On verra plus loin que des codes nettement plus discrets sont possibles.

Une notice, récemment publiée par les auteurs de ces émissions sur

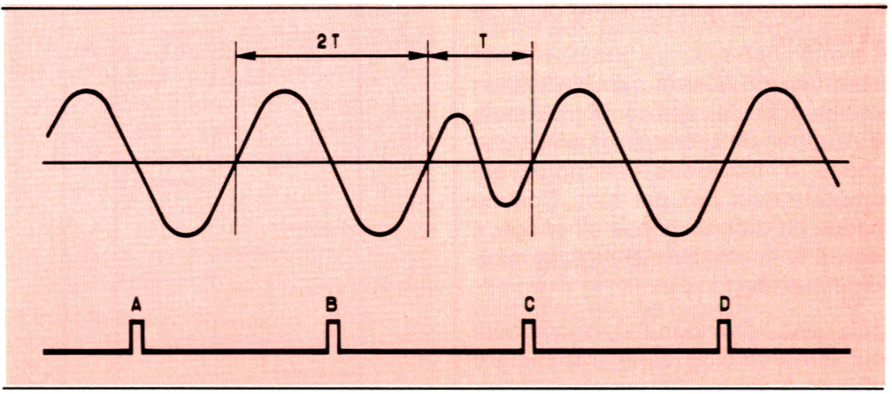


Fig. 8. – Le code biphase comporte de brefs passages à fréquence double dont l'amplitude relative double quand on effectue une différentiation.

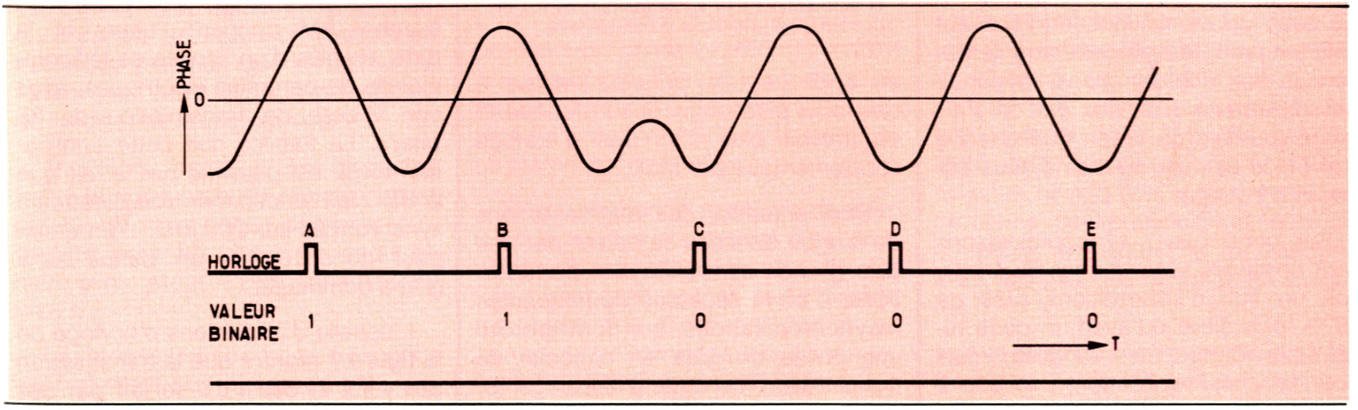


Fig. 7. – Le code biphase, très souvent utilisé en télécommunications, n'est pas le plus pratique pour le « radiotexte ».

179 kHz, indique qu'on désire faire autre chose que des signaux horaires. Les émissions actuelles ne sont donc peut-être qu'expérimentales.

Pourtant, cette expérience à l'air de se passer très bien, sans qu'il semble opportun d'insister sur le fait que l'émetteur se trouve dans un pays où les plaintes d'auditeurs ne semblent pas préoccuper outre mesure l'administration.

Codes enrichis par décalage dans le temps

Un détail intéressant de la PM sur 179 kHz est ce que l'on pourrait nommer l'enrichissement de code par décalage dans le temps. Pour illustrer ce détail, la **figure 4** montre deux oscillogrammes relevés successivement, avec superposition d'une dizaine de traces chaque fois, plus étalés que précédemment, alignés par utilisation d'une boucle de phase à grande constante de temps, et accompagnés d'échelles de temps sous forme d'impulsions de 100 Hz.

Les décalages sont bien visibles sur les bits isolés. Parfois, leur crête coïncide avec un repère de temps, parfois, elle tombe exactement entre deux de ces repères.

La **figure 5** illustre une signification possible. On y a représenté trois mots de quatre bits chacun, avec une échelle d'impulsions d'horloge qui comporte neuf pas par mot. Comme chaque bit dure deux pas d'horloge, il reste, à la fin de chaque mot, un neuvième pas, disponible.

Ce pas d'horloge supplémentaire peut être intercalé, comme le montre la **figure 6,** de quatre façons différentes dans le mot 2 de la **figure 5,** mot dont le contenu est 1010. On peut ainsi exprimer quatre notions différentes avec un même mot, en l'écrivant différemment. Malgré cette augmentation du flux d'informations, la bande passante reste la même, car on s'arrange toujours de façon que chaque état (1 ou 0) dure au moins deux périodes d'horloge.

Sur cette base, 42 combinaisons sont possibles avec un mot de 4 bits, soit un flux d'informations près de 19 % plus élevé qu'avec un code binaire pur. Certes, c'est modeste, mais pour faciliter l'explication, un code à décalage très simple a été choisi. En effet, on peut gagner beaucoup plus

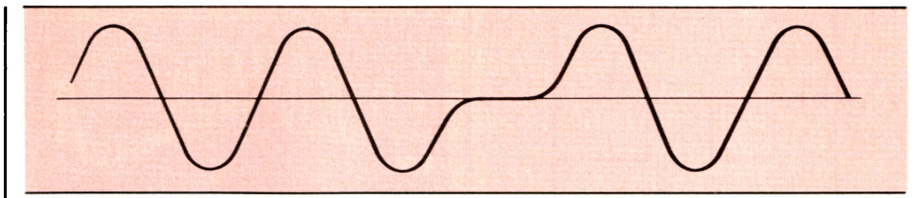


Fig. 9. – Calme plat à la place d'une agitation inutile – il faut parfois très peu de chose pour rendre un code plus discret.

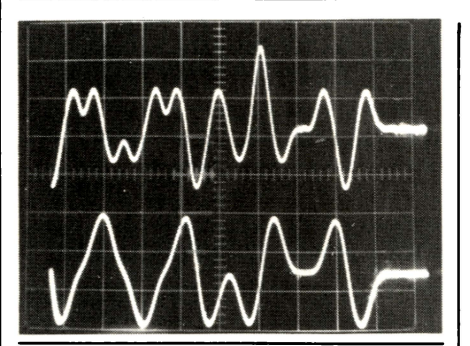


Fig. 10. – Réception par démodulateur de fréquence (en haut) et par démodulateur de phase (en bas) d'un message en code ternaire.

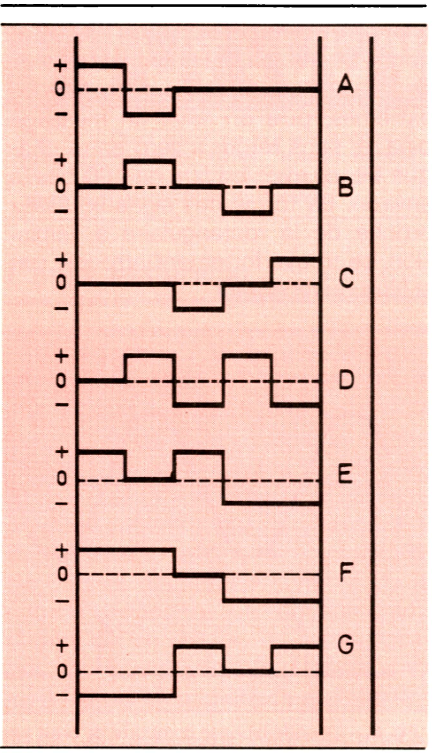


Fig. 11. – Sept échantillons des 50 mots du code triquinaire, lequel est autosynchronisant et autovérifiant tout en permettant un flux de données plus grand que le code binaire.

en appliquant le principe évoqué à des mots plus longs, et surtout quand on prévoit plus d'un pas d'horloge supplémentaire par mot.

Bien entendu, ces augmentations du flux de données se paient par une plus grande sensibilité aux perturbations, d'où la nécessité de fréquentes resynchronisations qui font perdre une partie du gain en capacité de transmission. Le code à décalage est un peu plus discret que le code binaire pur, car les décalages en rom-

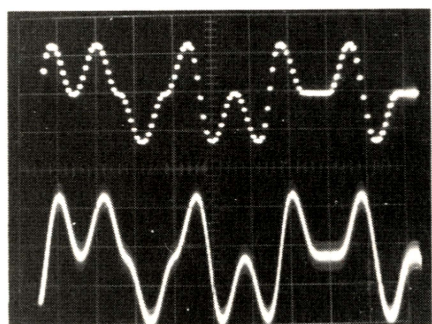


Fig. 12. – A l'émission, le code ternaire est élaboré par une écriture en paliers (trace supérieure) qu'on égalise (trace inférieure) par filtrage.

pent quelque peu la monotonie tout en donnant lieu à des fréquences fondamentales plus basses, donc moins audibles, lors d'une application au radiotexte.

Comme il est insensible aux variations d'amplitude, le code à décalage peut être acheminé, sans inconvénient, par une voie non linéaire, ou subir un écrêtage. Cela n'empêche pas qu'on puisse le combiner avec les codes à plusieurs niveaux dont il sera question plus loin.

Deux états binaires peuvent en cacher un troisième

La **figure 7** montre un code bien classique, le code biphase, ou à saut de phase. Ce code est utilisé, par la BBC, pour la PM de la radio britannique sur 200 kHz (ex-Droitwich). Les signaux PM donnent l'heure et la date, en plus d'un service de télécommande de centrales électriques, avec une vitesse de transmission de 25 bits/s. La fiabilité que cette application exige est garantie par le fait que la BBC fait fonctionner trois émetteurs synchronisés sur 200 kHz. L'un d'eux peut donc tomber en panne sans grand dommage.

L'échelle d'impulsions d'horloge de la **figure 7** montre que la transmission des « 1 » et des « 0 » se fait par des sinusoïdes qui ne se distinguent que par leur position de phase. Ainsi, il n'y

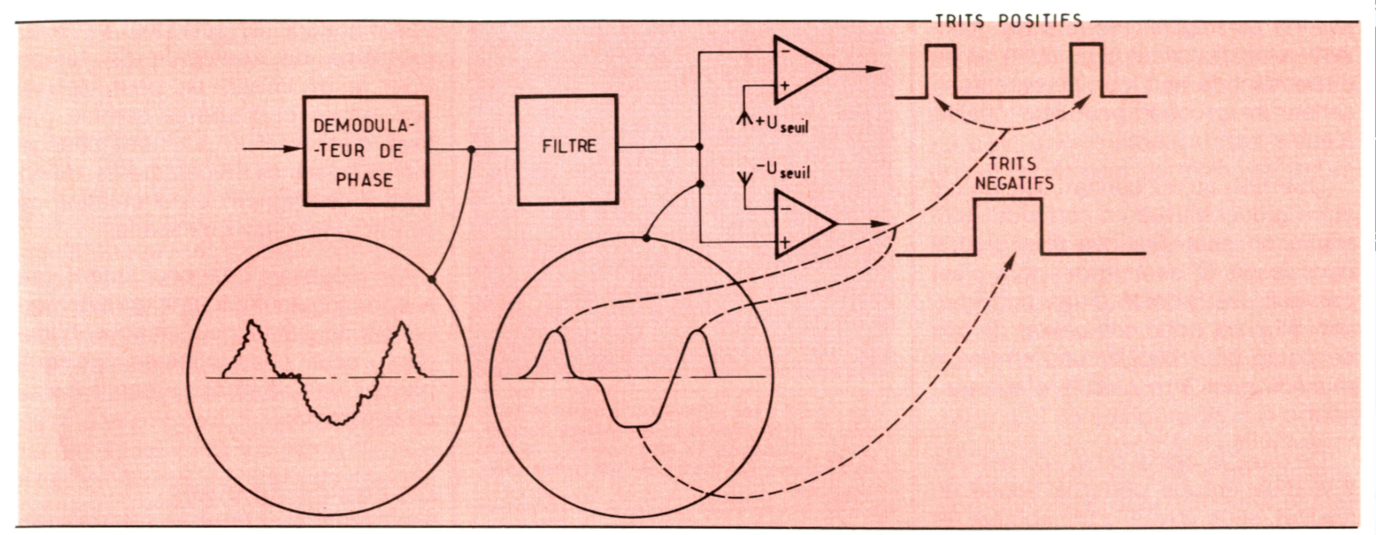


Fig. 13. – A l'aide de deux comparateurs, le signal codé ternaire est converti en deux signaux codés binaire, ce qui permet un traitement par microprocesseur.

a plus de problème de composante continue. A chaque passage « 01 » ou « 10 », on observe donc une commutation qui se traduit, sur les ondes de la BBC, par trois demi-sinusoïdes consécutives de 50 Hz, la fréquence d'horloge étant de 25 Hz.

Or, l'auditeur subit – assez faiblement pour qu'il ne l'entende pas – la forme d'onde de la **figure 8**, c'est-à-dire la dérivée première de celle de la **figure 7**. Bien entendu, l'amplitude relative du passage à 50 Hz double lors de cette différenciation. De plus, l'oreille est nettement plus sensible à 50 Hz qu'à 25 Hz, et il en est de même pour l'amplificateur BF et pour le haut-parleur. Dans l'éventualité d'une perturbation audible, seul le signal de 50 Hz aurait une importance. Or, ce signal ne contient aucune information.

Ainsi, on pourra transmettre près de deux fois plus, pour un même seuil de perturbation du programme audio, en remplaçant le « petit creux » de la **figure 7** par un plat, c'est-à-dire par un maintien de la position de phase sur une excursion maximale. La nouvelle forme d'onde, après dérivation, est donnée à la **figure 9**. A l'écoute, on constate un « gain en discrétion » beaucoup plus net, que la courbe (ne tenant pas compte de la physiologie de l'oreille) ne le laisse prévoir.

Toutefois, ce gain en discrétion laisse le code biphase toujours assez pauvre. Avec la bande passante qu'il occupe pour 25 bits/s, le code binaire sans retour à zéro achemine 50 bits/s.

La reconstitution de la fréquence horloge n'est pas aisée non plus, car si on démarre **(fig. 7)** sur une mauvaise crête, tous les « 0 » deviennent des « 1 », et inversement. Il faut donc une procédure de synchronisation, alors qu'il existe, comme on le verra plus loin, des codes autosynchronisants, et néanmoins plus riches.

En cas de panne, il peut arriver que la source de modulation se tarisse sans que l'émetteur cesse de fonctionner. Il est évidemment nécessaire qu'un démodulateur de phase puisse rendre compte d'un tel état. Il doit donc pouvoir répondre, par des tensions correspondantes à sa sortie, à trois états, définis par des excursions de phase positive, négative et nulle.

Ainsi, le code binaire de la **figure 7** est intrinsèquement un code ternaire. Cela signifie qu'on peut profiter de la troisième position qu'il cache, sans grande augmentation de la sensibilité aux perturbations.

Quand le « trit » remplace le bit

Quand on aborde le code ternaire, il est commode de parler non plus de bits, mais de trits. Un tel trit peut prendre trois états, tels que « positif », « nul », « négatif ». Il peut s'agir là de positions de phase (+ 45°, 0°, – 45°), par exemple à l'entrée d'un discriminateur, ou encore de valeurs de tension (+ 5 V, 0 V, – 5 V), à la sortie de ce même discriminateur.

Dans une bande passante donnée, le code ternaire pur permet d'acheminer un flux de données près de 1,6 fois plus grand que le code binaire pur. Mais cela n'est vrai que si on admet une composante continue. Comme précédemment, on peut contourner le problème que pose cette composante, par la réception FM d'un signal émis en PM. On va alors recevoir la dérivée première d'un signal ternaire, c'est-à-dire un signal à 5 niveaux, comme le montre la **figure 10.**

C'est ce même signal à cinq niveaux qui risque de perturber un récepteur AM désaccordé. Or, plus il y a de niveaux, plus cela ressemble à un bruit. Ainsi, le trit se présente comme un élément nettement plus discret que le bit, et néanmoins plus riche.

Il reste qu'en recevant une PM comme une FM, on observe une sensibilité aux perturbations environ deux fois plus grande. Il peut donc être intéressant de disposer de codes, à trois niveaux (ou plus), qui sont directement utilisables en PM du fait qu'ils ne craignent pas le continu.

Les groupements autosynchronisants et autovérifiants

Il est possible de constituer des groupes (ou mots, ou séquences) qui contiennent tous un même nombre de trits (ou éléments à plus grand nombre de niveaux), et cela de façon que la somme des trits de chaque groupe soit toujours nulle. En effet, somme nulle signifie composante continue nulle, si bien qu'on n'aura guère de problème de fréquence inférieure de coupure, tant qu'on ne travaille pas avec des groupes de longueur exagérée.

A la réception, on peut identifier les frontières entre les groupes, comme cela sera précisé plus loin, en recherchant les séquences de *n* trits dont la

somme est régulièrement nulle. Pouvant avoir lieu à tout moment et se dispensant de tout train de synchronisation, ce procédé peut être qualifié d'autosynchronisant.

Une fois qu'on connaît les limites entre groupes avec un certitude suffisante, on peut dire que tout groupe dans lequel la somme des trits n'est pas nulle est affecté d'une perturbation. N'ayant donc pas besoin de bits de parité pour déceler une erreur, le procédé peut être qualifié d'autovérifiant.

De plus, le calcul de la somme des trits d'un groupe perturbé donne un résultat sous forme d'un nombre et d'un signe. On peut montrer que cela est très commode pour la correction des erreurs.

Les procédés de groupement peuvent être mis en œuvre de manières très diverses, sans ou avec enrichissement complémentaire par décalages. Cependant, un seul exemple suffira pour en illustrer le principe.

Le code « triquinaire »

L'exemple sera celui de trits disposés en groupes de cinq, groupes qu'on peut appeler des « quines », si on admet que cela correspond d'assez près à la définition que le dictionnaire donne pour ce mot.

La **figure 11** montre sept exemples de quines. Les trois premiers contiennent un trit qui est à « plus », un qui est à « moins » et trois qui restent nuls. Les quatre autres sont composés chacun de deux « plus », de deux « moins » et d'un zéro. Donc, somme nulle dans tous les cas.

Au total, 50 combinaisons de ce type sont possibles (en plus du quintuple zéro), c'est-à-dire un nombre de

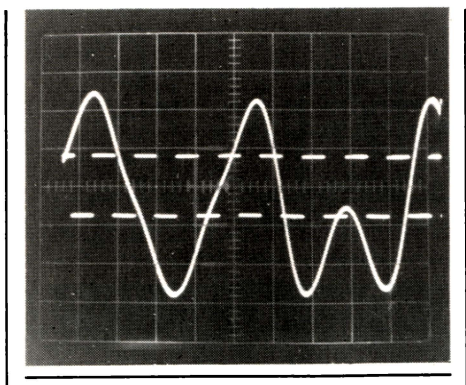


Fig. 14. – En échantillonnant le signal ternaire lors des fronts montants de l'horloge (rectangulaire au centre), on détermine des valeurs instantanées soit positives, soit nulles, soit négatives.

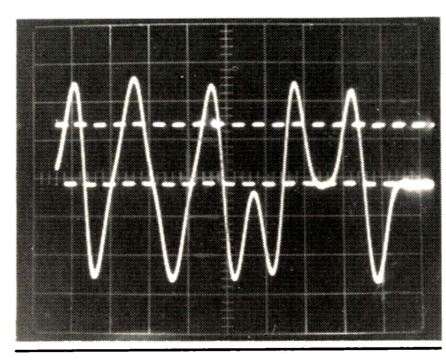


Fig. 15. – Même procédé que pour la figure 14, mais étendu à un plus grand nombre de « trits ».

combinaisons un peu plus grand que le nombre des touches d'une machine à écrire. Si on estime que le luxe d'un code ASCII est superflu pour le radiotexte, on peut donc affecter chaque quine à un signe. Il y a des quines qui sont plus discrets que d'autres, quant à l'amplitude de la dérivée première qui peut donner lieu à un petit bruit dans un récepteur désaccordé. Le quine B de la **figure 11**, particulièrement discret, pourra ainsi exprimer la lettre *e*, particulièrement fréquente.

Quand les quines *F* et *G* de la **figure 11** se suivent, l'excursion de phase reste constante pendant quatre pas d'horloge, et cela peut poser un problème de constante de temps. Pour le minimiser, on peut réserver ces quines particulières comme préfixes d'adresse ou pour des changements de bancs de caractères, ou encore à des signes de ponctuation qui sont toujours suivis d'espaces.

On n'oubliera pas, pour autant, que le code triquinaire fournit gratuitement un bit de parité pour chaque quine, donc pour chaque signe, puisqu'il permet une vérification par le calcul de la somme.

Un flux de données cinq fois plus grand !

La richesse d'un code à trits groupés réside à la fois dans celle du code ternaire et dans la gratuité de ses bits de parité. A bande passante égale, on arrive à un flux de données environ 2,5 fois plus grand que celui du code biphase de la **figure 7**, et cela sans grande augmentation de la sensibilité aux perturbations.

De plus, le code triquinaire ressemble suffisamment à un bruit pour permettre, en matière de radiotexte, une substantielle augmentation de la fréquence d'horloge. Au total, cela se solde par un flux net de données qui peut être, avec certaines variantes, jusqu'à six ou sept fois plus grand que celui de la BBC. Malgré cela, les ingénieurs du Deutschlandfunk (radio fédérale allemande) n'ont pas réussi à obtenir un reflet auditif des particularités qu'ils avaient remarquées sur la fréquence d'Europe 1, pendant les mois d'émissions d'essai.

La mise en œuvre d'un code triquinaire est assez facile. La **figure 12** montre que les signaux sont synthétisés, à l'émission, par une sorte d'es-

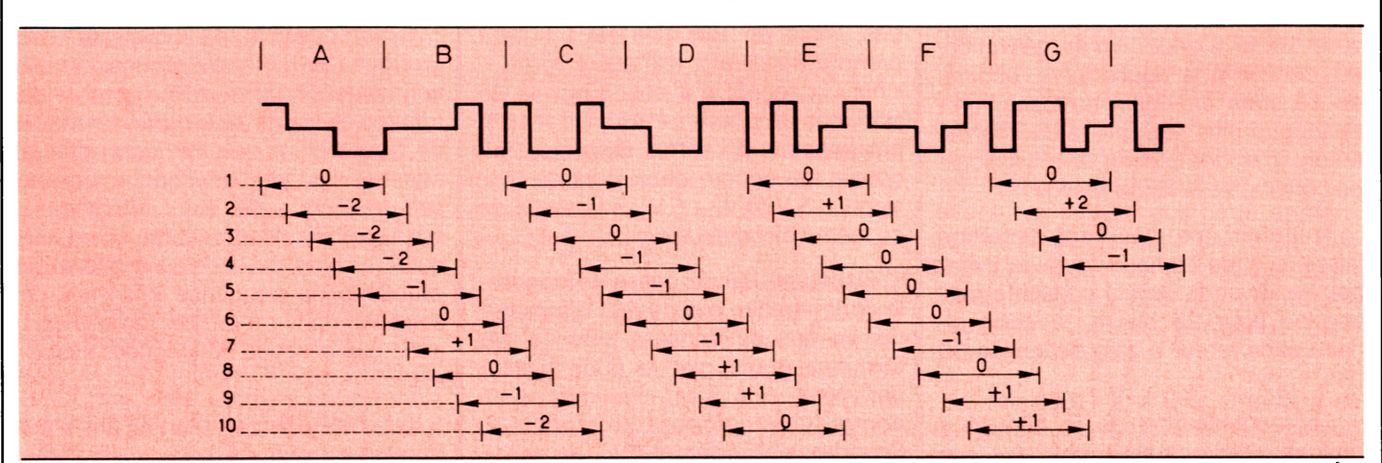


Fig. 16. – On synchronise en calculant la somme de toute suite de cinq « trits », pour retenir les séquences pour lesquelles cette somme est régulièrement nulle.

calier sinusoïdal qu'on soumet à un filtrage avant d'arriver au modulateur de phase.

A la réception, le démodulateur de phase **(fig. 13)** délivre une tension qu'on filtre pour l'appliquer ensuite à deux comparateurs. Ceux-ci convertissent chaque trit en deux bits parallèles, les combinaisons possibles étant 00, 01, 10, et c'est sur cette base que le microprocesseur effectue le traitement ultérieur. La fréquence horloge peut être dérivée de la porteuse de l'émetteur, avec initialisation par les signaux PM. Le signal ternaire est échantillonné aux instants de commutation, comme cela ressort de la **figure 14.** La **figure 15** illustre ce même principe avec une échelle plus resserrée, donc avec un plus grand nombre de trits. Ceux-ci ne sont pas disposés en quines sur ces oscillogrammes, car le principe s'applique évidemment à tout type de séquence.

Pour le cas particulier des quines, la **figure 16** illustre le principe de l'autosynchronisation. On calcule, en permanence, la somme de toute suite de cinq trits. Cette somme peut être nulle aussi en dehors des limites des quines. On doit donc éliminer tout ce qui n'obéit pas à une récurrence régulière. Le tableau de la **figure 16** montre que les lignes 1 et 6 sont les seules à présenter une somme nulle de façon réccurrente. Sur cette base, la synchronisation est obtenue au bout de quelques quines.

Pour ceux qui préfèrent les puissances de deux

L'expérience prouve que finalement le microprocesseur traite les trits et les quines aussi bien qu'autre chose. Cela n'empêche qu'il existe des informaticiens qui ne jurent que par les puissances de 2 et qui se trouveront transplantés au $(2^3 - 1)^e$ ciel par la notion d'un code composé d'éléments à 4 niveaux, disposés en groupes de 4.

La **figure 17** donne un extrait des 36 possibilités de combinaison qu'offre ce code quand on exige, comme précédemment, que la somme des éléments d'un groupe soit toujours nulle. Or, les quatre états que chaque élément peut prendre sont en fait cinq, puisque l'état de repos existe nécessairement aussi. Et cinq niveaux, c'est beaucoup en matière de radiotexte, car il y a généralement plus d'un émetteur sur une fréquence,

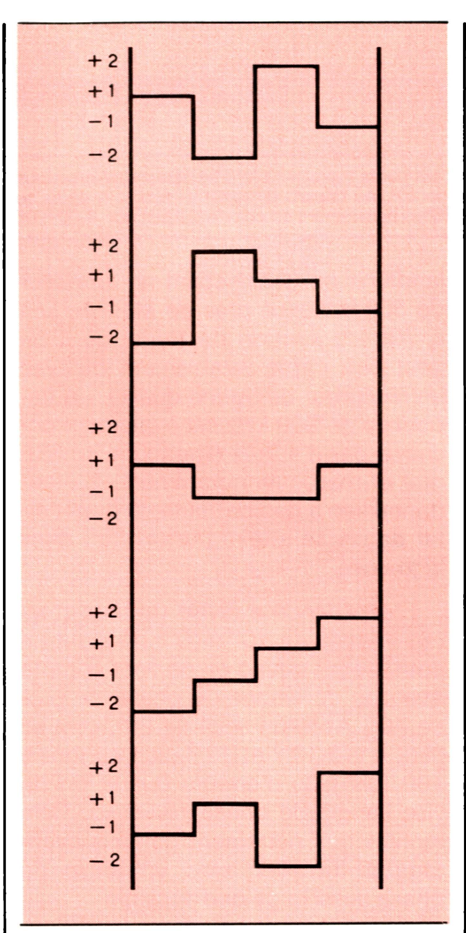


Fig. 17. – Exemple d'un code composé d'éléments à quatre niveaux, disposés en groupes de quatre.

et cela donne des battements qui affectent l'amplitude aussi bien que la phase.

La **figure 18** montre qu'à la réception, on peut se servir de 4 comparateurs, pour déterminer les seuils qui représentent les quatre niveaux, les réponses possibles étant 0100, 0010, 1100, 0011. Quand on passe à cinq niveaux, il suffit d'ajouter l'état 0000.

Or, cet état est le repos, et un système (PM) qui est au repos n'est guère capable de perturber un autre (AM). D'où l'avantage de discrétion du code triquinaire où, dans chaque quine, un élément au moins se trouve au repos.

Les nombres impairs ont ainsi des vertus qui sont dans la nature des choses. Une modulation est, par définition, un écart en *plus* ou en *moins* autour d'une position de *repos,* et cela fait trois notions. Certes, nous ne disposons de composants que pour le binaire. Mais quand il s'agit d'exploiter au maximum une voie de transmission d'un type donné, il n'est pas interdit d'utiliser ces composants autrement que de la façon la plus courante.

Portée et perturbations

Pour tester la portée d'une émission de radiotexte en code ternaire, on n'a pas besoin d'un émetteur qui soit effectivement modulé en phase. En effet, un émetteur modulé seulement en amplitude transmet, en permanence, une série ininterrompue de « 0 » ternaires, en PM. Pour tester la tenue aux perturbations, il suffit ainsi d'enregistrer toute déviation accidentelle de phase qui dépasse un angle égal aux 2/3 environ de l'excursion nominale qu'on prévoit. Il va de soi qu'on utilise, pour cela, un récepteur qu'on a auparavant optimisé sur une vraie émission PM.

Lors d'une telle expérience, effectuée sur la réception d'Europe 1 en région parisienne, on a relevé un taux d'erreur de 10^{-7}, soit 4 erreurs en 130

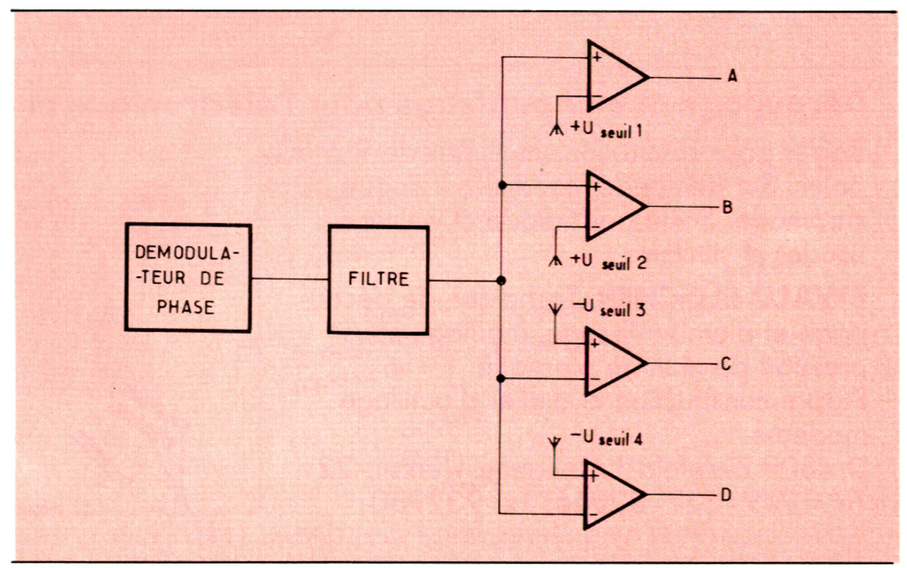


Fig. 18. – Conversion d'un code à quatre niveaux en code binaire, à l'aide de quatre comparateurs.

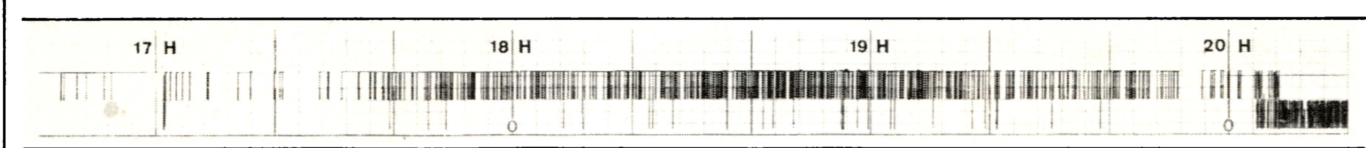


Fig. 19. – Cet enregistrement 209 kHz indique, par ses petits traits, les perturbations ayant provoqué une excursion de phase comprise entre 20° et 40°. Les grands traits accusent des déviations de plus de 40°. Au départ, réception normale. A partir de 17 h 30, passage d'un petit orage. La densité des faibles perturbations est alors telle que chaque trait d'enregistrement en couvre jusqu'à dix. A 20 h 05, coupure habituelle de l'émetteur.

heures, pour un angle test de 35°. Essentiellement, ces erreurs semblent dues à des interventions de service au niveau de l'émetteur.

Or, l'utilisateur du radiotexte ne se contentera peut-être pas d'un émetteur qui, comme Europe 1, rayonne plus de 8 MW équivalents en direction de Paris. Il voudra pouvoir lire le texte d'accompagnement de tout émetteur qu'il arrive à capter de façon intelligible.

D'une façon générale, on peut dire qu'un bruit entretenu et strident de perturbation, tel qu'on l'entend en voisinage d'une ligne à haute tension ou à côté d'un moulin à café, ne commence à affecter le radiotexte que quand l'émission radiophonique se trouve déjà entièrement couverte. La perturbation impulsionnelle, due à la lampe de chevet qu'on allume ou à l'éclair qui jaillit de son nuage, est déjà un peu plus désagréable. Les dégâts les plus importants sont dus aux battements entre émetteurs occupant une même fréquence. Le radiotexte peut alors, même s'il travaille avec un angle de phase relativement élevé, se trouver perturbé à 50 % quand l'audition est encore intelligible à 80 %.

Pour plus de précision, une centaine d'heures d'enregistrement **(fig. 19)** ont été consacrées à la fréquence de 209 kHz. Le choix de cette fréquence a été inspiré par le Deutschlandfunk qui y entretient un émetteur de 500 kW situé près de Munich, soit à 700 km environ de Paris, où il ne peut être capté valablement qu'avec un récepteur de bonne qualité. La fréquence de 209 kHz est également occupée par d'autres émetteurs, soviétique et marocain notamment. Le tout donne lieu à des battements dont l'effet de phase atteint parfois 15°, dans la journée.

L'expérience a révélé un taux d'erreur moyen de 10^{-5} (10^{-4} pendant un petit orage) quand on ne tient compte que des déviations de phase de plus de 40°. Avec un seuil de 20°, cela se tient entre 10^{-3} et 10^{-2}, soit au moins 100 fois plus d'erreurs quand on divise l'angle de phase par deux. Cela montre très nettement qu'on a avantage à travailler avec un angle de phase aussi large que possible.

H. Schreiber

Bibliographie

[1] C. Odmalm, « Procédé RDS de l'UER », *Revue de l'UER*, n° 200, août 1983.

[2] S.R. Ely et D. Kopitz, « Récepteurs MF pour système de diffusion de données », *Revue de l'UER*, n° 204, avril 1984.

Remerciements

Europe 1 n'est pas connue pour une vocation de recherche, ne dispose pas de laboratoires équipés pour cela, n'a pas les crédits gouvernementaux dont d'autres profitent en la matière. Pourtant, il y a eu réussite. Réussite discrète peut-être, mais d'autant plus appréciée, notamment par ceux qui, au départ, n'y croyaient pas tellement.

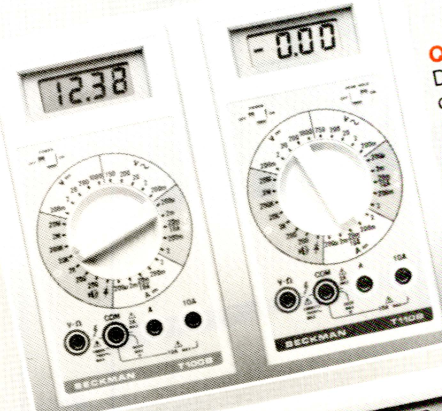
L'auteur remercie les techniciens d'Europe 1 qui ont œuvré au projet décrit, notamment *M. Favelier* qui a décidé de la mise en chantier et *Mme Kandler* qui l'a assisté. Un merci particulièrement chaleureux à *M. Rau*, le coordinateur avec lequel l'auteur a pu avoir des contacts particulièrement fréquents et fructueux, ainsi qu'à *MM. Huber* et *Binger*, ingénieurs de l'émetteur, à toute l'équipe du Felsberg et aux techniciens de Sarrebrück.

Beckman Industrial™

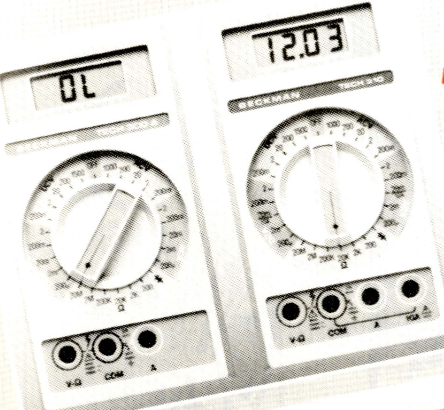
le choix qui s'impose ...en mesure digitale

Vous avez opté pour Beckman Industrial afin de répondre au mieux à vos besoins.
Vous avez choisi une technologie de pointe:

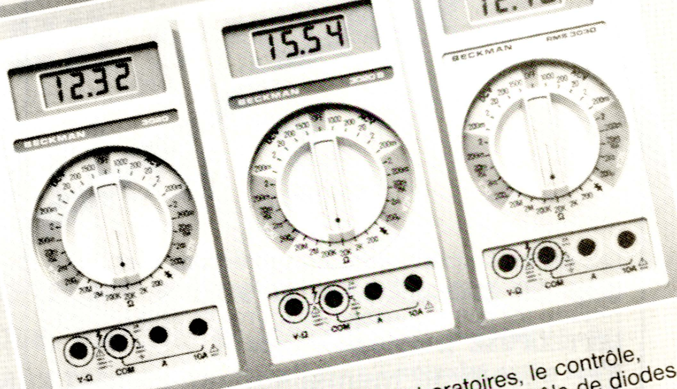
- Affichage 3 1/2 ou 4 1/2 digits
- Précision jusqu'à 0,05%
- 9 fonctions, 31 calibres
- un sélecteur unique de fonctions
- Protection des calibres
- Faible consommation
- Garantie d'un an
- Service après-vente rapide
- Nombreux accessoires (pinces ampèremétriques AC ou DC, sondes de température, HT, RF, étuis)



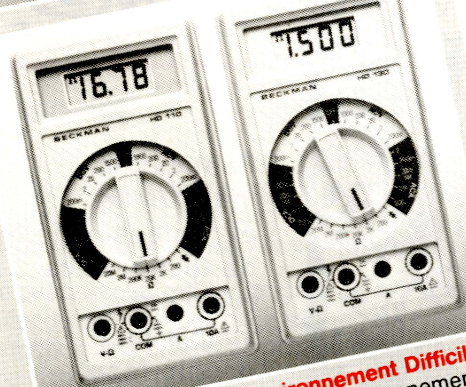
Qualité et Economie
Deux multimètres de faible coût pour utilisation privée ou professionnelle.
Contrôle de diodes, test de continuité sonore.
T100B: Précision 0,5% - **779F** TTC.
T100B: Précision 0,25%; Mémorisation de la dernière mesure la plus élevée - **936F** TTC.



Applications Professionnelles:
Instruments de haute qualité. Précision 0,25%. Autonomie: 2.000 heures.
TECH 300A: Mesure jusqu'à 2A - **1.198F** TTC.
TECH 310: Entrée 10A; test de continuité - **1.503F** TTC.



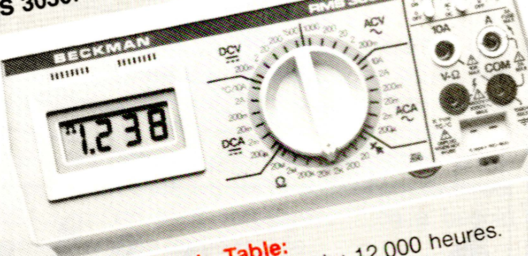
Haute Précision:
Appareils professionnels pour les laboratoires, le contrôle, la production. Précision 0,1%; entrée 10A; contrôle de diodes.
3020: Test de continuité rapide - **1.800F** TTC.
3020B: Identique au 3020 avec bip sonore - **1.953F** TTC.
RMS 3030: Version efficace vraie - **2.410F** TTC.



Environnement Difficile:
Boîtier étanche renforcé destiné aux environnements très sévères.
HD110: Précision 0,25%; entrée 10A - **1.955F** TTC.
HD130: Précision 0,1%; version efficace vraie - **2.762F** TTC.
HD140: 4 1/2 digits; précision 0,05%; version efficace vraie - **Prix N.C.**



4 1/2 Digits Haut de Gamme:
4410: Précision 0,05%; version efficace vraie; haute résolution pour mesures très précises - **2.762F** TTC.



Haute Précision de Table:
Appareils de grande autonomie; 12.000 heures.
Précision 0,1%; bip sonore; calibre 20 Ω.
3050: 2.461F TTC.
RMS 3060: version efficace vraie (AC ou AC+DC); entrée pour thermocouple - **3.078F** TTC.

Veuillez me faire parvenir
une documentation générale sur vos multimètres
l'adresse du point de vente le plus proche

Société: ______________________
Nom: ______________________
Adresse: ______________________

Beckman Industrial™

Beckman Industrial Sarl, 52-54 Chemin des Bourdons, 93220 Gagny - Tél.: (1) 302.76.06 - Télex: 212971F

Une mise au point sur le matériel et le logiciel.



Qu'est-ce qu'un système d'exploitation ?

L'article qui va suivre est en quelque sorte une « mise au point » sur ce que comporte un système d'exploitation informatique, matériel et logiciel. On y trouve au passage une redéfinition rigoureuse des principaux termes habituellement employés, qui sont ici « mis en situation » les uns par rapport aux autres. C'est ainsi un « dictionnaire dynamique » de l'informatique que l'auteur tente de bâtir.

Généralités

Le matériel

Dans un système de développement comme dans tous les ordinateurs, on trouve trois sous-ensembles principaux : un processeur ou unité centrale (de traitement), de la mémoire et des circuits d'entrées-sorties **(fig. 1 et 2).**

Le **processeur,** qui est le cœur du système, contient des circuits de commandes pour aller chercher et exécuter des instructions, une unité arithmétique et logique pour manipuler des données, et des registres pour enregistrer un petit nombre d'informations intéressantes.

La **mémoire** est un moyen de stockage des instructions et des données et est reliée au processeur par des ensembles de fils qu'on appelle bus d'adresses, de données, de commandes.

Les **entrées-sorties** sont composées de l'ensemble des circuits ou périphériques nécessaires à la communication et au contrôle du monde extérieur. Les périphériques comprennent les claviers, écrans, imprimantes. On inclut aussi dans les périphériques la mémoire de masse, en général disques souples ou durs, utilisée pour stocker les informations qui ne sont pas nécessaires à tout instant en mémoire centrale comme, par exemple, certains programmes utilitaires.

En général, il n'y a pas de chemin direct entre les périphériques et la mémoire centrale ; le seul moyen de transférer des informations d'un périphérique en mémoire, ou *vice versa,* est de le faire par l'intermédiaire du processeur. Il existe cependant des circuits spécialisés permettant d'éviter le passage par le processeur, les circuits d'accès direct mémoire (D.M.A.), qu'on peut employer si l'on a besoin d'effectuer les transferts de façon rapide.

Le logiciel

L'ensemble processeur, mémoire, entrées-sorties constitue le **matériel** (« hardware »), qui ne peut fonctionner que si on lui ajoute des programmes, c'est-à-dire du **logiciel** (« software »). On distingue, en gros, deux types de logiciels :

- Le **logiciel d'applications,** qui est constitué par tous les programmes écrits par l'utilisateur pour ses propres besoins.

- Le **logiciel de base,** qui peut être lui-même séparé en deux parties distinctes : les programmes dits **utilitaires** – éditeurs de textes, assembleurs, compilateurs, éditeurs de liens, chargeurs... qui sont les outils indispensables pour l'écriture et la mise au point des programmes d'applications – et ce qu'il est convenu d'appeler le **système d'exploitation** (« operating system ») ou en abrégé le système (« O.S. »). Le système d'exploitation est le logiciel indispen-



sable pour transformer un matériel en une machine utilisable avec un minimum de facilités : il permet tout simplement à un utilisateur quelconque de se servir de cette machine en communiquant à l'aide d'un clavier, d'un écran, de disquettes, d'imprimantes, etc. Dans toutes les petites machines, ce logiciel est figé en mémoire morte (« R.O.M. = Read Only Memory ») et on l'appelle **moniteur.** Dès que l'on quitte les ordinateurs personnels de bas de gamme ou les « kits » d'évaluation, les systèmes d'exploitation sont disponibles sur un support magnétique, en général un disque souple ou dur. En effet, la mémoire centrale du système étant limitée (à 64 Ko pour les microprocesseurs 8 bits et à quelques méga-octets pour les 16 bits), on lui adjoint une mémoire de masse. L'espace adressable est alors littéralement multiplié.

Ces supports ayant un temps d'accès aux informations assez faible ainsi qu'une vitesse de transmission des données assez rapide, il est acceptable d'y stocker des programmes du système d'exploitation qui ne sont chargés en mémoire centrale que lorsque le besoin existe. Le système d'exploitation ne bloque pas toute une zone mémoire comme lorsqu'il est figé en mémoire morte ; il est disponible sur disque et la mémoire centrale ne contient à tout instant que les programmes essentiels, ce qui libère le maximum d'espace mémoire pour l'utilisateur.

Il est nécessaire que l'utilisateur dispose d'un moyen pour faire exécuter par la machine ces programmes systèmes sans lesquels il ne peut pratiquement rien faire. Or, le processeur exécute les instructions qu'il va chercher en mémoire à l'adresse qu'il trouve dans son registre pointeur de programme dit compteur ordinal. A la mise sous tension du système, le contenu du compteur ordinal est parfaitement aléatoire et c'est pourquoi il est prévu un mécanisme matériel, en général un simple bouton poussoir, d'initialisation (« reset ») qui force le contenu du compteur ordinal à une valeur connue où se trouve le programme moniteur sur les petits systèmes et le **chargeur initial** (« bootstrap loader ») sur les autres. Le chargeur initial est simplement un petit bout de programme qui fait lire au processeur une piste déterminée d'un disque sur laquelle se trouve un programme de chargement du système d'exploitation lui-même.

Description d'un système d'exploitation simple

Le système d'exploitation est un ensemble de programmes qui gèrent les ressources de la machine d'une manière commode pour l'utilisateur qui pourra donc concentrer son attention et ses efforts à d'autres tâches. Ce logiciel est indispensable pour transformer le matériel en un outil pratique et facile à utiliser. Il fournit un langage de commande simple qui permet à l'utilisateur de décrire dans un langage pseudo-naturel ce qu'il veut faire et avec quel périphérique il désire travailler. Le processeur devra exécuter des centaines d'instructions pour effectuer chaque commande (lire la commande, la décoder, aller chercher les données...) mais l'utilisateur, lui, n'aura pas à se soucier de ces détails : le système lui permet de ne spécifier que ce qu'il veut voir réaliser en entrant la commande correspondante sur une console.

On peut distinguer grossièrement trois sous-ensembles distincts dans le système d'exploitation.



Unité centrale, micro-ordinateur, visualisation, lecteur de disquettes et de cassettes, imprimante : une « configuration » complète.

Le noyau

C'est la partie du système qui est très liée à la structure matérielle de la machine. Le processeur est relié aux périphériques au moyen de registres d'entrées-sorties, de circuits spécialisés pour les différents types d'échanges prévus (liaison série, contrôleur d'interruptions, contrôleur de disquettes, accès direct mémoire...). Dans tous les cas, il faut initialiser ces différents éléments par programme pour les adapter à la configuration de la machine. Le mécanisme d'interruptions est un des moyens dont disposent les périphériques pour signaler au processeur qu'ils ont besoin de lui pour faire un travail. Il faut associer à chaque niveau d'interruption un programme de service, soit par logiciel en créant une table de correspondance, soit par matériel en initialisant un circuit spécialisé dans la gestion des interruptions.

En résumé, le rôle du noyau est d'initialiser et de contrôler les échanges entre le processeur et les périphériques.

Le coupleur homme-machine

Son rôle consiste à gérer la console opérateur pour interpréter et traiter les commandes données par l'utilisateur.

Le système d'exploitation de disques

L'utilisateur désire conserver ses informations, programmes et données, y avoir accès à n'importe quel moment pour les modifier, les relire, les exécuter. La solution la plus couramment employée est l'utilisation de disques magnétiques souples ou durs ; nous ne parlerons ici que des disques souples.

Une des principales fonctions du système d'exploitation de disque (« D.O.S. = Disk Operating System ») est de permettre à l'utilisateur ou aux programmes d'applications d'utiliser les disquettes pour manipuler des informations en ignorant complètement où ces données sont enregistrées, comment elles sont codées, ainsi que les mécanismes de couplage et de gestion du lecteur-enregistreur de disquettes avec l'unité centrale et sa mémoire.

Description d'une disquette

● Généralités

Une disquette est un disque souple (« floppy disk ») en mylar, revêtu d'une couche d'oxyde magnétique, qui tourne

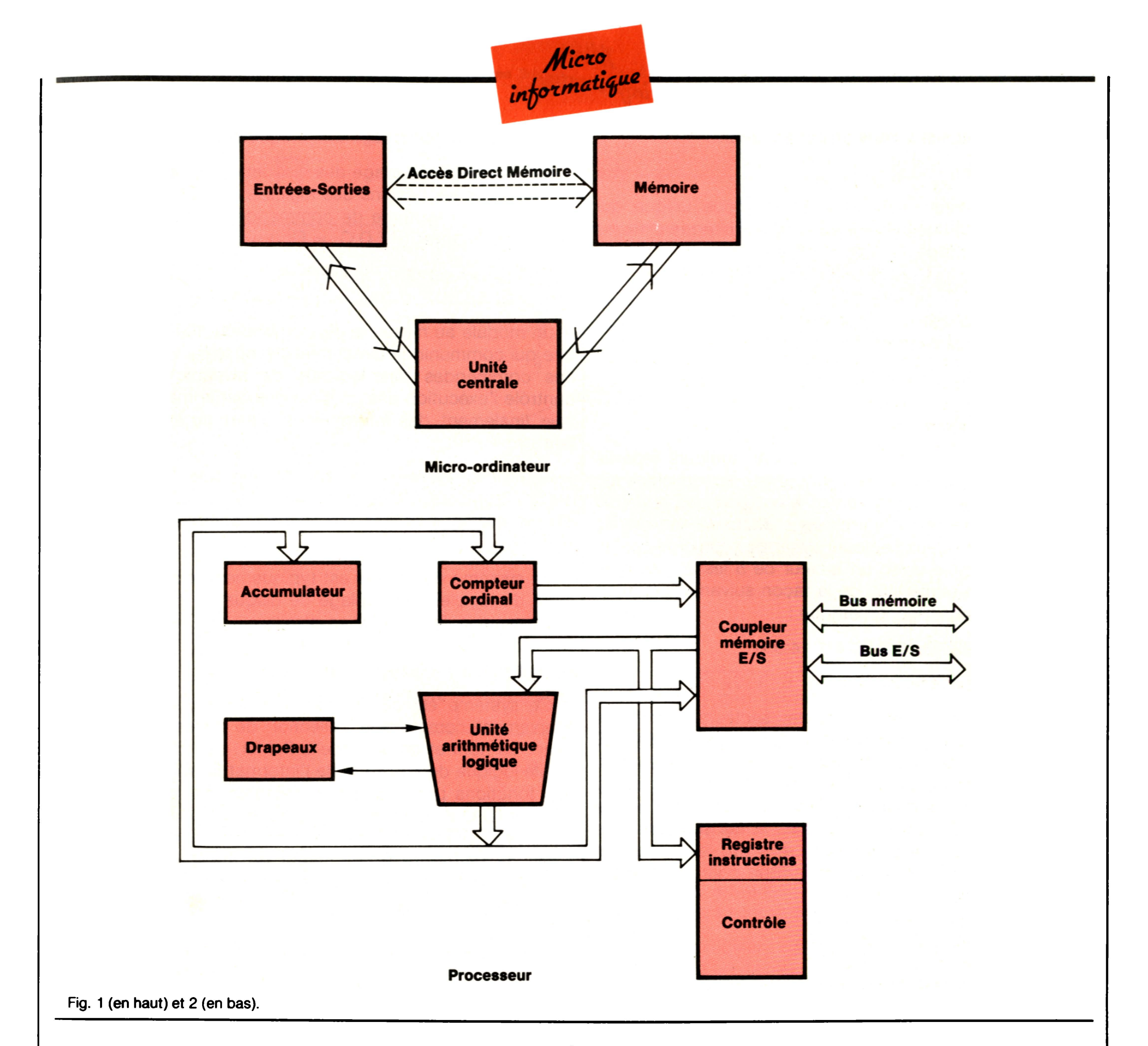


Fig. 1 (en haut) et 2 (en bas).

dans une enveloppe de protection dans laquelle une longue ouverture radiale permet l'accès de la tête de lecture-écriture ; cette tête peut se déplacer à pas constant entre le bord extérieur et le centre. Le disque est donc divisé en un nombre fixe de **cylindres** que la tête peut atteindre ; une fois la tête positionnée sur un cylindre, elle peut lire ou écrire l'information sur une piste : il y a deux **pistes** par cylindre si les deux faces du disque sont utilisées ; l'association d'une adresse de cylindre et d'un numéro de face spécifie sans équivoque une piste (« track ») et une seule sur un disque. Le début d'une piste est repéré physiquement par un trou percé près du centre du disque ; une méthode optique permet de déceler sa présence à chaque révolution. Chaque piste est, elle-même, divisée en **secteurs** ; la répartition en secteurs peut être effectuée d'une façon soit logicielle, soit matérielle. Dans ce dernier cas, des trous sont percés dans le disque pour marquer le début de chaque secteur ; lorsque la séparation se fait par logiciel, il n'existe qu'un seul trou pour indiquer le départ du secteur zéro. Le nombre de secteurs est alors laissé au choix de l'utilisateur, toutefois certaines normes sont généralement employées comme par exemple la norme I.B.M. Les secteurs sont séparés par des intervalles (« gaps ») précédés par des en-têtes contenant leur identification. L'opération préliminaire qui consiste à écrire tous les identificateurs et déterminer les secteurs sur une disquette vierge est appelée **formatage.**

● Exemple d'organisation d'un secteur et d'une piste **(fig. 3)**

– Sur une piste, chaque secteur est composé de 4 champs :

1° Identification du secteur : ce champ contient 7 octets écrits au moment du formatage de la piste ; le premier octet est un repère indiquant le début d'un champ d'identification. Les trois octets suivants sont respectivement les adresses du cylindre, de la face, du secteur ; le cinquième octet contient un code spécifiant la longueur du secteur tandis que les deux derniers octets sont des caractères de contrôle qui permettent de vérifier l'intégrité d'un enregistrement (C.R.C. = « check redundancy character »).

2° Intervalle post-identification.

3° Champ de données : le nombre d'octets de ce champ est fixé par logiciel au moment du formatage de la piste. Le premier octet de ce champ est un repère indiquant le début d'un champ de données. Les deux derniers octets sont des caractères de contrôle C.R.C.

4° Intervalle post-données : les intervalles (« gaps ») contiennent des octets sans signification qui permettent d'absorber les variations de vitesse des moteurs et de laisser le temps au contrôleur de faire quelques opérations internes telles que, par exemple, le retournement de lecture en écriture.



– Chaque piste est divisée en cinq champs :

1° Intervalle de pré-index.

2° Repère de piste : il consiste en un code unique qui indique le début d'une piste ; il est écrit sur chaque piste au moment du formatage.

3° Intervalle de post-index.

4° Secteurs : il s'agit des champs des secteurs décrits ci-avant qui sont répétés pour chaque secteur de la piste.

5° Intervalle final.

● Entrelaçage des secteurs

Les secteurs d'une piste ne sont pas toujours répartis dans un ordre séquentiel croissant. Avec la technique de l'entrelaçage, les secteurs voisins n'ont pas des numéros consécutifs ; le facteur d'entrelaçage donne le nombre de secteurs séparant deux secteurs ayant des numéros consécutifs ; par exemple, avec un facteur de 5 les 26 secteurs d'une piste sont numérotés de la façon suivante lorsqu'on tourne dans le sens trigonométrique :

1:22:17:12:7:2:23:18:13:8:3:24:1:14:9:4:

25 : 20 : 15 : 10 : 5 : 26 : 21 : 18 : 11 : 6 : 1 : 22 : 17 : 12 : 7 : ...

La technique de l'entralaçage des secteurs optimise le temps d'accès quand un minimum de traitement doit être effectué sur un secteur avant de passer au suivant. En effet, le disque continue de tourner pendant le temps passé au traitement et le secteur voisin est dépassé lorsque le nouvel ordre de lecture ou d'écriture arrive ; si les secteurs sont rangés dans un ordre séquentiel croissant, le processeur doit attendre un tour complet du disque pour avoir accès au secteur requis.

Lecteur-enregistreur de disquettes

Il s'agit d'un appareillage électromagnétique associé à une électronique de commande et de contrôle qui permet d'enregistrer ou de lire des informations à la surface d'une disquette qui est entraînée à vitesse constante (300 tours par minute pour les 5,25 pouces et 360 pour les 8 pouces). Les principales fonctions de l'électronique de commande comprennent :

– la sélection de l'unité de disque (s'il y en a plus d'une) ;

– l'identification d'une piste ; il s'agit de commander le déplacement de la tête de lecture-écriture de façon à ce qu'elle atteigne le bon cylindre sur la face requise ;

– l'identification du secteur ; il faut lire les données sur une piste jusqu'à ce que le secteur choisi soit reconnu ;

– le chargement de la tête de lecture-écriture ; il faut déterminer à quel moment la tête peut être mise en contact avec le disque et le temps qu'il faut attendre pour pouvoir lire ou écrire des données ;

– la séparation des informations ; il s'agit de séparer les informations temporelles (d'horloge) des données proprement dites ;

– la vérification des enregistrements ; on utilise la technique classique C.R.C. (« Cyclic Redundancy Check ») pour détecter les erreurs.

Le transfert des données entre la disquette et la mémoire centrale doit s'effectuer à grande vitesse, et les techniques d'interruption ou d'accès direct mémoire sont utilisées.

Les logiciels de couplage des disquettes

Le logiciel de couplage des disquettes doit être un compromis entre les besoins des logiciels d'applications et les possibilités du système de commande du lecteur-enregistreur de disquettes (« F.D.C. = Floppy Disk Controller »).

Ce logiciel est donc souvent séparé en plusieurs modules :

– un module au niveau le plus proche du matériel, c'est-à-dire qui communique directement avec le F.D.C. Il accepte des commandes des logiciels de niveaux plus élevés, contrôle l'exécution des commandes par le matériel et renvoie finalement des informations d'état au logiciel appelant ;

– un module de niveau proche des logiciels d'applications qui lui fournissent des paramètres d'opérations pour le disque qui ne sont pas directement compatibles avec le matériel.

Le système de fichiers est typiquement le niveau le plus élevé du logiciel de couplage de disquettes et nous allons maintenant le décrire plus en détails.

● Le système de fichiers

Ce système est conçu pour que le disque apparaisse simplement comme une collection de zones de données ayant un nom et qu'on appelle **fichier.** Le fichier est donc l'unité logique de stockage de l'information sur disque. Une des fonctions primordiales du système d'exploitation des disques (D.O.S. = « Disk Operating System ») est de fournir un moyen efficace et pratique de gestion de fichiers. Il s'agit de permettre à l'utilisateur de manipuler un fichier quelconque en ignorant totalement comment et où l'information est enregistrée.

Pour avoir accès à un fichier, on s'y réfère par le nom symbolique qui lui a été attribué au moment de sa création. Un fichier spécial, appelé **catalogue ou répertoire** (en anglais « directory »), tient à jour la liste de tous les fichiers existant sur le disque.

Le système de fichiers permet de créer de nouveaux fichiers, de détruire ou de modifier les anciens, etc., en ne s'y référant que par leur nom. Lorsqu'un fichier est créé, son nom et son adresse sur le disque sont rangés dans le fichier spécial appelé catalogue, et quand un fichier est détruit, son nom est supprimé du catalogue. Dans le catalogue, des renseignements sur le type d'informations enregistrées ainsi que sur la taille du fichier sont aussi disponibles.

En effet, bien que les données enregistrées sur les fichiers soient des séquences de zéros et de uns, ces bits seront interprétés de façons différentes suivant le type de fichier. Par exemple, un éditeur de textes crée des fichiers qui sont constitués par des suites de caractères codés en A.S.C.I.I. (« American Standard Code for Information Interchange », ce qui se traduit par code américain normalisé pour les échanges d'informations ; c'est le code utilisé dans les micros), alors qu'un assembleur fournit un fichier contenant une suite d'instructions en langage machine. Il est fondamental de connaître le type d'informations enregistrées dans chaque fichier car cela détermine ce que l'on peut en faire ; un fichier contenant des caractères codés en A.S.C.I.I. est imprimable ou affichable, il peut donc être envoyé sur une imprimante ou un écran de visualisation. Un fichier contenant des instructions en langage machine est exécutable par le processeur cible (à condition que les

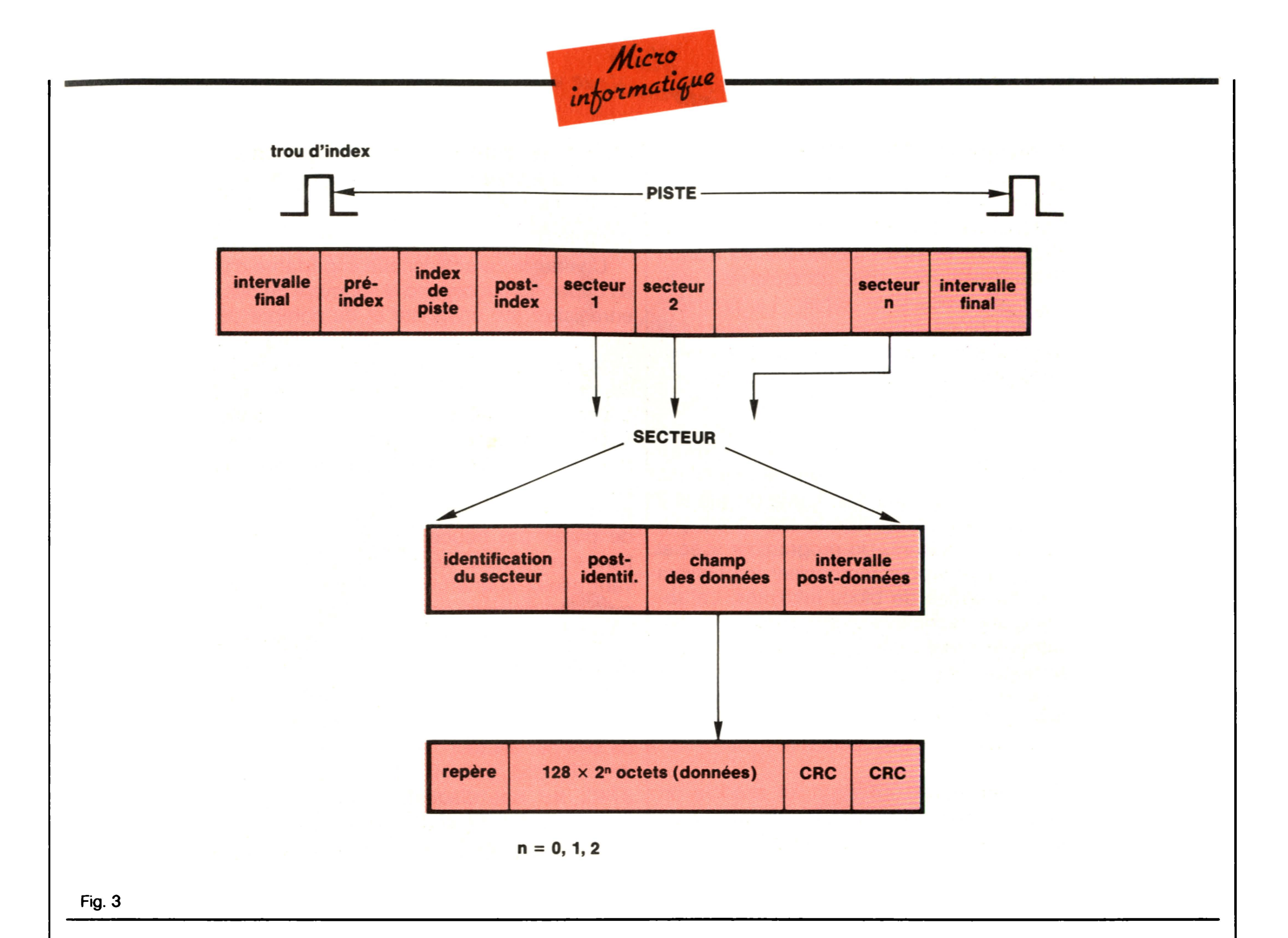


Fig. 3

valeurs des adresses soient absolues) ; si on l'envoie sur un écran, le résultat de l'affichage sera incompréhensible. Par conséquent, pour caractériser de manière plus précise un fichier, on ajoute à son nom une **extension** qui précise le type de l'information enregistrée.

Par exemple, un utilisateur crée un programme source à l'aide d'un éditeur de textes et lui attribue le nom ESSAI avec l'extension MAC (pour rappeler que ce texte est écrit en langage macro-assembleur). Le fichier créé sera donc repéré par l'ensemble ESSAI.MAC. Il s'agit d'un fichier imprimable puisqu'il s'agit d'un texte. Si ce fichier est fourni au programme assembleur pour être traduit en langage machine, on obtiendra un fichier ESSAI.REL ; l'extension REL est donnée par le système pour indiquer que ce fichier contient un code machine relogeable. Si l'on envoie le contenu de ce fichier ESSAI.REL dans le chargeur-éditeur de liens, celui-ci nous fournira un dernier fichier ESSAI.COM contenant le code machine exécutable du programme source ESSAI.MAC. L'extension COM a été donnée par le système pour indiquer que le contenu du fichier est du code exécutable. On a donc trois fichiers possédant le même nom mais qui se distinguent par leurs extensions respectives.

Une autre caractéristique d'un système de fichiers efficace est de fournir des facilités pour la sécurité et la protection des fichiers : l'accès à certains fichiers ne pourra se faire qu'à l'aide de mot de passe ou n'être possible que pour une exécution (c'est-à-dire que la lecture est interdite) ; un fichier pourra être protégé à l'écriture, ce qui assure qu'on ne peut pas le modifier accidentellement, etc. Ces protections sont, en général, spécifiées en associant un attribut à chaque fichier concerné.

En résumé, les principales fonctions offertes par le système de fichiers sont donc :

– OUVRIR un fichier ; opération provoquée par la demande d'utilisation d'un fichier. L'utilisation du fichier, une fois ouverte, est réservée à celui qui en a fait la demande.

– FERMER un fichier ; opération qui termine le traitement d'un fichier ouvert.

– LIRE un fichier ; les données d'un fichier ouvert sont transférées en mémoire.

– ECRIRE dans un fichier ; le contenu d'une zone de mémoire est recopié dans un fichier ouvert.

– CREER un fichier ; le fichier est initialisé, son nom et ses spécifications sont entrés dans le catalogue.

– DETRUIRE un fichier ; le fichier spécifié est supprimé du catalogue et la place qu'il occupait est donc libérée.

– REBAPTISER un fichier ; le nom du fichier est changé dans le catalogue.

– CHARGER un fichier ; le contenu d'un fichier, qui est du code machine exécutable, est chargé en mémoire centrale.

– ATTRIBUT ; les attributs d'un fichier sont changés.

– INITIALISATION ; il s'agit d'initialiser le disque en le formatant et en créant le fichier catalogue, celui tenant à jour les blocs libres et d'autres fichiers système

● Méthodes d'accès à un fichier

Un fichier est constitué par un ensemble d'enregistrements qui sont répartis dans des zones de taille fixe appelée blocs ; normalement un bloc a la même taille qu'un



secteur du disque. Lorsqu'un fichier est créé, il faut trouver et réserver assez de blocs libres pour contenir les données du fichier. Une technique simple de gestion de l'espace mémoire libre est d'utiliser une table où chaque secteur est représenté par un bit dont la valeur détermine s'il est ou non déjà alloué. Deux méthodes sont généralement employées pour allouer les blocs d'un fichier. La première consiste à attribuer des blocs appartenant à un ensemble de blocs mitoyens non utilisés et alors, un fichier est toujours constitué par un ensemble de blocs consécutifs sur le disque. Par conséquent, il suffira, pour savoir où se trouve un fichier, de connaître l'adresse du premier bloc ainsi que le nombre de blocs. Malheureusement, au fur et à mesure que des fichiers sont créés, mis à jour et détruits, les blocs libres se trouvent dispersés aléatoirement sur le disque et il est souvent impossible de créer un fichier même s'il y a suffisamment de blocs disponibles. Un programme spécial doit alors « faire le ménage » pour réorganiser les fichiers afin de reconstituer des zones de blocs mitoyens. La seconde méthode utilise une technique plus souple pour s'affranchir de la contrainte précédente : un fichier est composé de blocs qui peuvent être situés n'importe où sur le disque. Il faut donc garder une liste de tous les blocs associés à un fichier. Cette liste pourra d'ailleurs elle-même constituer un fichier dit fichier de pointeurs.

Chaque fois qu'un fichier est créé, on lui associe un **descripteur** qui contient le nom et le type du fichier, le nombre et les adresses des blocs alloués, ce qui détermine son emplacement sur le disque. En outre, le fichier spécial appelé catalogue (« directory »), qui contient le répertoire des descripteurs de tous les fichiers, est tenu à jour. C'est un moyen de localiser un fichier en ne fournissant que son nom et son type ; il suffit, en effet, de parcourir le catalogue jusqu'à ce que le nom cherché soit trouvé pour obtenir son emplacement sur le disque.

Exemple : Format d'un descripteur de fichier Intel.

Le descripteur d'un fichier dans le système Intel comprend seize octets :

– octet n° 0 : indique si le fichier est présent ou pas,

– octets n°s 1 à 6 : nom du fichier codé en A.S.C.I.I.,

– octets n°s 7 à 9 : 3 caractères A.S.C.I.I. spécifiant l'extension,

– octet n° 10 : attributs associés au fichier (invisible, système, protégé à l'écriture, etc.),

– octet n° 11 : indique le nombre d'octets contenus dans le dernier bloc de données du fichier,

– octets n°s 12 et 13 : spécifie le nombre de blocs de données utilisés dans le fichier à l'exception du dernier.

– octets n°s 14 et 15 : contiennent respectivement le numéro du secteur et celui de la piste où se trouve le fichier de pointeurs. Le système localise un fichier en cherchant dans le catalogue le nom correspondant puis en utilisant le fichier de pointeurs pour trouver le début du fichier.

Les différents types de disquettes (fig. 4)

Il existe plusieurs sortes de disques souples ; on les classe d'abord par leur taille ou plus exactement la longueur de leur diamètre : les disquettes **8 pouces** (1 pouce = 2,54 cm) qui ont été les premières sur le marché, les mini-disquettes **5,25 pouces** qui sont maintenant les plus répandues et les micro-disquettes **3,25 pouces** qui ont fait leur apparition dernièrement. Certains disques ne peuvent enregistrer des données que sur un seul côté, on parle alors de **simple face,** d'autres permettent de stocker des informations sur les deux côtés et on dit qu'il s'agit de disquette **double face.**

Une autre caractéristique importante d'une disquette est sa capacité, qui dépend du nombre de bits qui peuvent être enregistrés sur une piste et du nombre de pistes par face dont on dispose. Les constructeurs donnent la densité longitudinale exprimée en bits par pouce (« *b.p.i.* = bits per inch »). Cette densité dépend du mode d'enregistrement choisi ; il en existe essentiellement deux types, F.M. ou M.F.M. (« frequency modulation » ou « modified frequency modulation »), et le second permet d'enregistrer deux fois plus de bits sur une longueur donnée ; on parle de **simple** ou de **double densité.** La densité radiale donne le nombre de pistes par pouces (« *t.p.i.* = tracks per inch ») et on trouve en général deux valeurs : 48 et 96 tpi. En réalité, il vaut mieux connaître le nombre de pistes utiles qui n'est malheureusement pas normalisé ; on trouve 35, 40 ou 80 pistes utiles pour les 5,25 pouces, et en général 77 pistes pour les 8 pouces.

Lorsque les secteurs sont définis de façon logicielle, ce qui est la méthode la plus répandue, on choisit le nombre de bits par secteur : la taille des secteurs est typiquement de 128, 256, 512 ou 1 024 octets ; selon la norme I.B.M. 3740, sur une disquette simple face, simple densité de 8 pouces, les 77 pistes peuvent être divisées en 26 secteurs de 128 octets ou 15 secteurs de 256 octets ou même 8 secteurs de 512 octets, ou enfin 4 secteurs de 1 024 octets. En ce qui concerne les disquettes 5,25 pouces, un formatage fréquemment utilisé consiste à définir 16 secteurs de 256 octets ; pour une disquette double face comportant 80 cylindres, cela donne une capacité totale (en formaté) de 655 360 octets (4 096 par piste).

Le choix de la taille d'un secteur est le résultat d'un compromis entre trois facteurs :

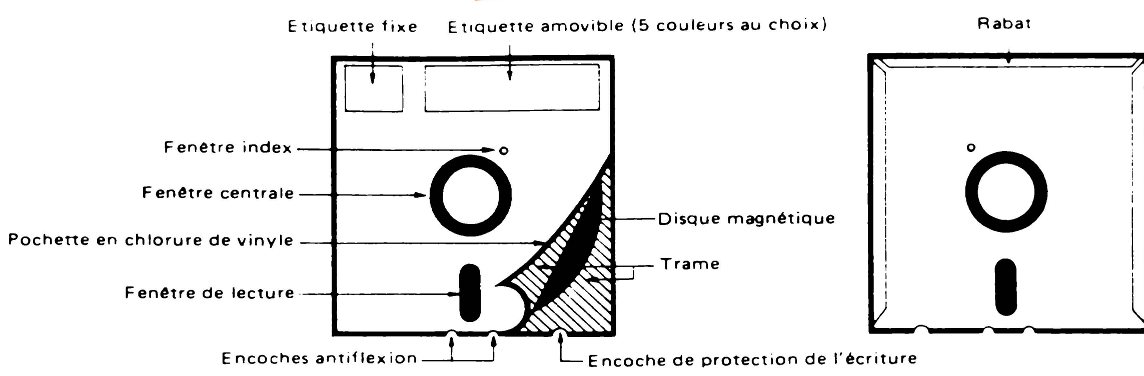
1° La taille mémoire : plus les secteurs sont grands et plus la zone mémoire à réserver pour un transfert doit être grande.

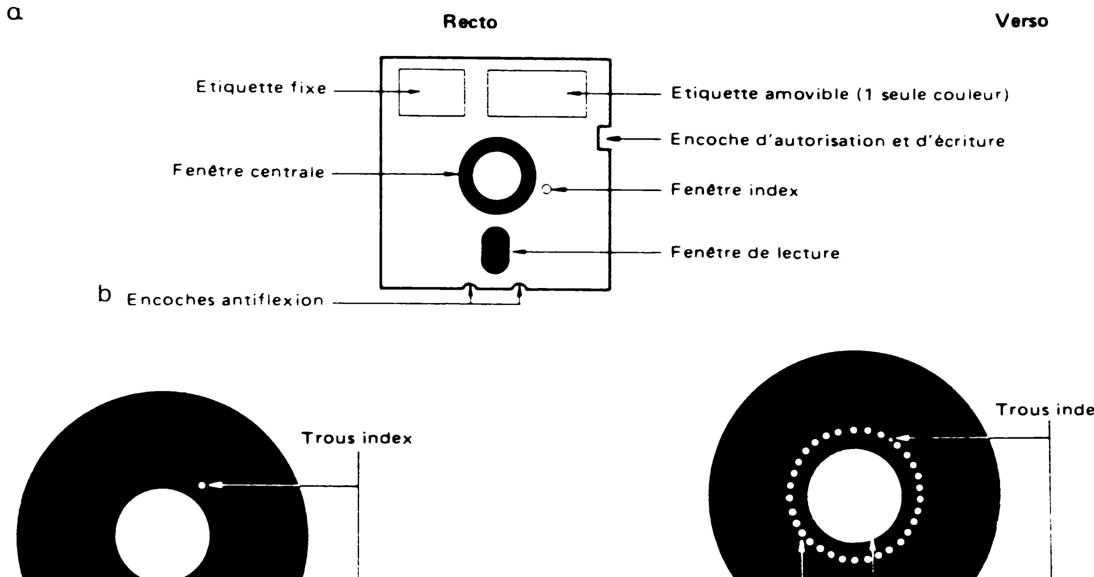
2° L'efficacité de rangement : si les secteurs sont trop grands par rapport à la majorité des fichiers utilisés, beaucoup d'espace est perdu à la fin de chaque secteur ; si les secteurs sont trop petits, les fichiers ont besoin de plusieurs secteurs et il faut ajouter quelque part sur le disque des informations permettant de relier tous les secteurs d'un même fichier.

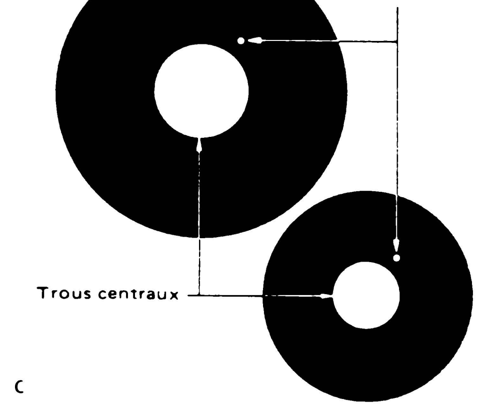
3° L'efficacité des transferts : les fichiers composés de peu de secteurs de grande taille permettent des transferts avec la mémoire plus rapides que les fichiers constitués d'une multitude de petits secteurs.

● Fichier de commandes

Il est courant que l'utilisateur ait besoin de faire exécuter souvent une même série de commandes ; pour lui éviter le travail fastidieux de taper ces commandes à la console autant de fois que nécessaire, la plupart des systèmes d'exploitation offrent la possibilité de créer une « macro-commande » en stockant dans un fichier spécial la séquence des commandes à exécuter ; l'utilisateur dispose d'un moyen simple d'invoquer une macro-commande ; le système exécute alors les commandes dans l'ordre dans lequel il les trouve dans le fichier et comme si celles-ci étaient tapées au clavier. Afin qu'une même macro-commande puisse servir dans différents contextes, on peut







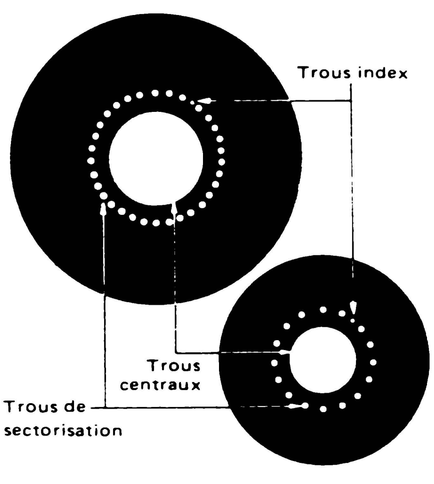


Fig. 4. – **a** : disquette 8 pouces ; **b** : 5,25 pouces ; **c** : vectorisation logicielle ; **d** : sectorisation matérielle.

utiliser dans la définition des paramètres formels (qui sont remplacés par les paramètres réels par l'utilisateur lorsqu'il demande son exécution).

A titre d'exemple, on peut citer la séquence de commandes utilisée lors de l'écriture et la mise au point d'un programme : lorsque le programme source est disponible, il faut demander la création du programme objet, le chargement en mémoire du code exécutable et vérifier son fonctionnement. Il s'agit donc de donner les commandes d'appel des utilitaires suivants :
– assembleur ;
– chargeur ;
– moniteur de mise au point.

On peut définir une macro-commande, baptisée ASLDE (« ASsembler, Loader, DEbugger »), applicable à n'importe quel programme source ; des paramètres formels sont utilisés à la place du nom et de l'extension du fichier contenant le programme source concerné. Si on emploie le système d'exploitation CP/M, on crée pour définir cette macro-commande un fichier ASLDE.SUB (l'extension doit être obligatoirement SUB pour spécifier qu'il s'agit d'un fichier de commandes) dans lequel on écrit, à l'aide d'un traitement de texte, la suite de commandes suivantes :

```
M80  =$1.$2 /L
L80   $1,$1 /N/E
ZSID  $1.COM
```

$1 et $2 sont les paramètres formels.

Pour utiliser cette macro-commande sur un programme source disponible sur le fichier EXEMPL.MAC, il suffit de taper la commande : SUBMIT ASLDE EXEMPLE MAC.

La commande SUBMIT demande au système d'exécuter le fichier de commandes indiqué, c'est-à-dire ASCDE. Les commandes réelles sont obtenues en remplaçant $1 par EXEMPLE qui est le nom du fichier concerné et $2 par son extension, soit MAC. La première commande concerne le macro-assembleur M80 : on lui demande d'assembler le contenu du fichier EXEMPL.MAC et de créer, outre le fichier contenant le code relogeable EXEMPL.REL, un fichier pour l'impression EXEMPL.PRN (par l'ordre/L). La se-

conde commande concerne le chargeur L80 : on lui demande d'utiliser le contenu du fichier EXEMPL.REL (l'extension ne doit pas être spécifiée, elle est implicite) pour créer un fichier exécutable EXEMPL.COM (là encore, l'extension n'est pas précisée dans la commande, elle est imposée par le système). La troisième commande concerne le moniteur de mise au point ZSID : on lui ordonne de charger en mémoire le contenu du fichier EXEMPL.COM ; une fois toutes ces commandes exécutées, le système est « sous ZSID » et l'utilisateur dispose donc de toutes les facilités de cet utilitaire pour mettre au point son programme.

Les programmes utilitaires

Nous allons maintenant passer en revue les différents programmes utilitaires en décrivant les différentes étapes à suivre pour créer et mettre au point un logiciel d'application à l'aide d'un système de développement sur une machine monoposte disposant d'au moins une unité de disquette.

Après la mise sous tension de la machine, on insère la disquette système dans l'unité prévue et on fait une initialisation, par exemple en appuyant sur le bouton « reset », ce qui a pour conséquence de charger une partie du système d'exploitation en mémoire centrale. La machine indique alors qu'elle est prête à recevoir des ordres de l'utilisateur en provenance de la console en affichant un jalon caractéristique : par exemple, A>, qui signifie en outre que l'unité de disquette active est l'unité A.

Les différentes étapes de la création et de la mise au point d'un logiciel d'application sont alors les suivantes **(fig. 5)** :

– création d'un texte constituant le programme source, c'est-à-dire en langage assembleur ou de plus haut niveau ;

– traduction du module source par un **assembleur** ou un **compilateur** qui crée un module objet, c'est-à-dire un programme écrit en langage machine ;

– utilisation d'un **éditeur de liens** pour lier le module créé à d'autres déjà disponibles, par exemple dans une bibliothèque ;

– emploi du **chargeur** pour transformer le module objet relogeable issu des étapes précédentes en un module objet exécutable par la machine cible,

– usage d'un moniteur de mise au point pour charger le programme sur la machine cible et le faire exécuter dans des conditions commodes pour la détection et la correction des erreurs.

A chaque étape correspond l'utilisation d'un programme utilitaire particulier, un **éditeur de textes,** un assembleur ou un compilateur, un éditeur de liens, un chargeur (les troisième et quatrième étapes sont quelquefois rassemblées en une seule lorsqu'on dispose d'un seul programme chargeur-éditeur de liens) et un **moniteur de mise au point.** Ces utilitaires sont en général disponibles sur la disquette système sous forme de fichiers et ils sont chargés en mémoire centrale lorsque l'utilisateur en fait la demande par une commande particulière qui consiste simplement à appeler le fichier par son nom en précisant sur quelle unité se trouve la disquette concernée si ce n'est pas celle qui est active à ce moment-là.

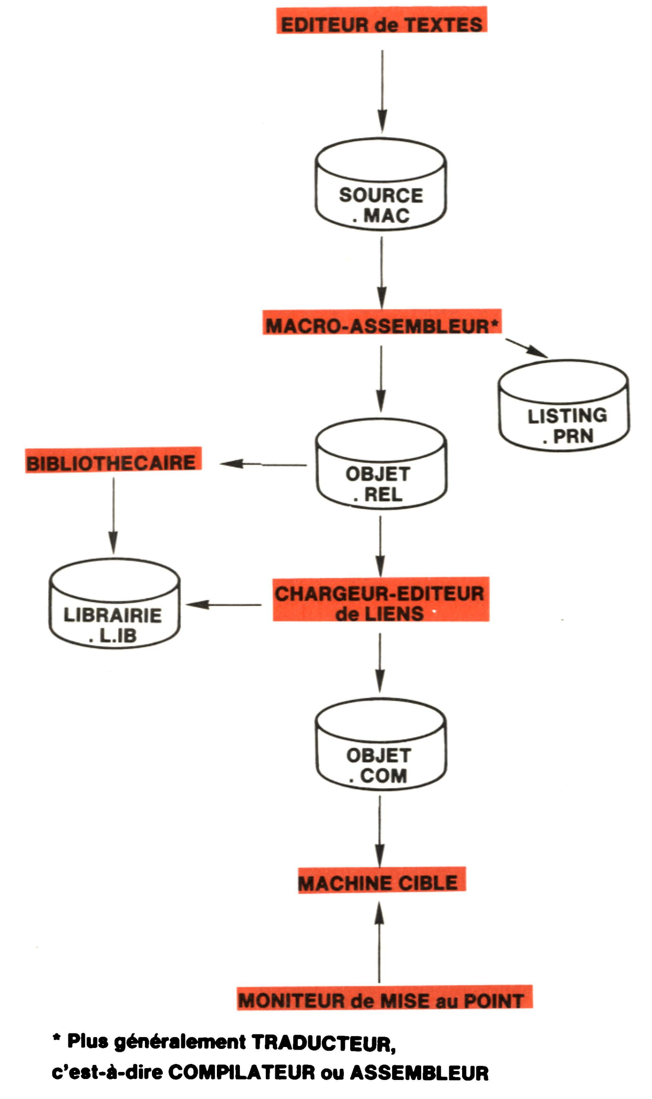


Fig. 5 a

Exemple

L'exemple donné par la **figure 5** concerne une machine dont le système d'exploitation est CP/M, version 2.2, possédant les utilitaires macro-assembleur et chargeur-éditeur de liens de la société *Microsoft.*

Sur l'écran de la machine est affiché A> qui indique que le système attend une commande et que l'unité de disquette active est l'unité A.

Nous supposons que l'utilisateur a déjà écrit un programme dit source en langage assembleur et qu'il l'a gardé sur un fichier qu'il a baptisé ESSAI.MAC. Il désire maintenant faire traduire son programme en langage machine.

Il va donc demander le chargement en mémoire centrale du macro-assembleur, qui est un programme exécutable par la machine stocké sur la disquette insérée sur l'unité A et disponible sous forme d'un fichier M80.COM, en tapant tout simplement sur son clavier le nom du fichier, c'est-à-dire M80 et en validant sa commande par un retour à la ligne (l'extension COM indique que le contenu du fichier est exécutable et il est inutile de le préciser lorsqu'on tape une commande) : A> M80 RET.

Une fois l'utilitaire chargé, il est exécuté par la machine. En général, son premier travail est d'indiquer qu'il est disponible pour recevoir les paramètres dont il a besoin pour

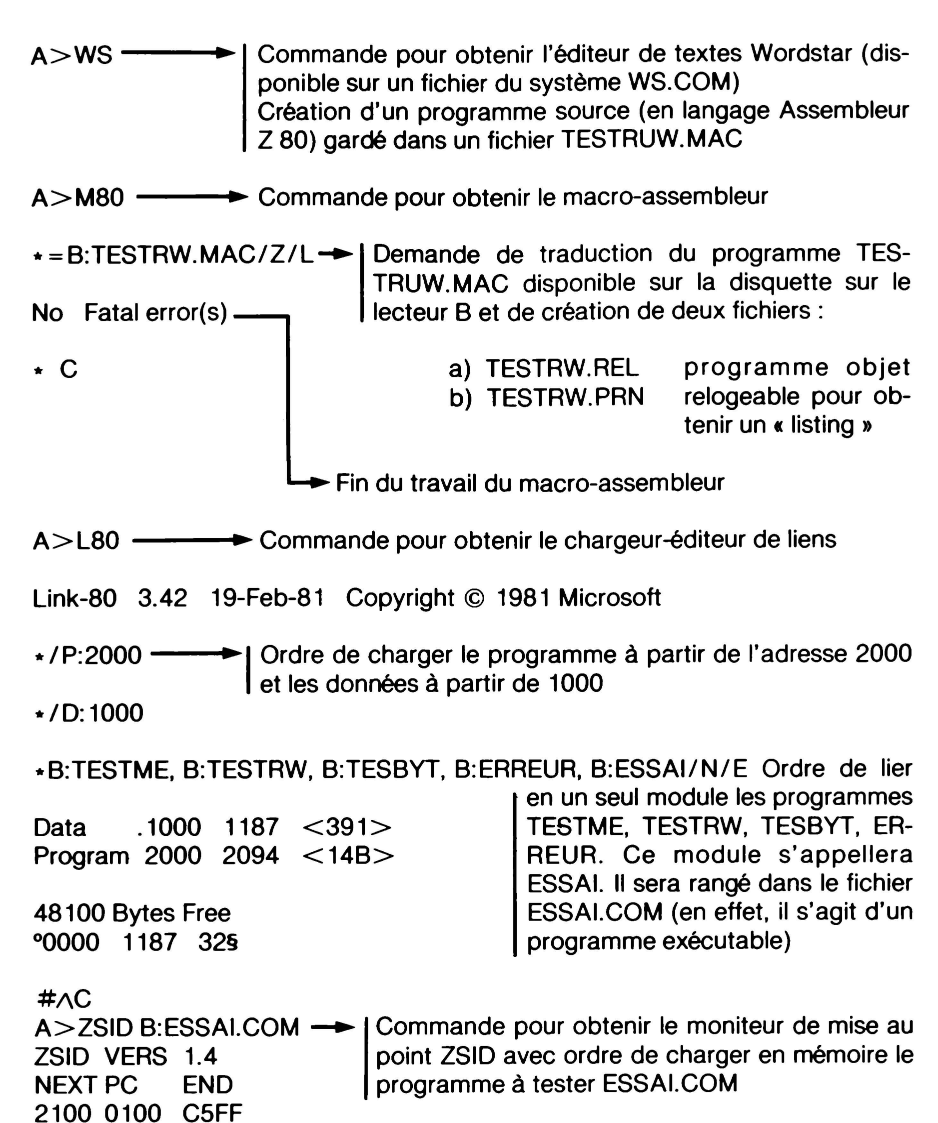


Fig. 5 b

sa fonction en affichant sur l'écran un jalon particulier comme par exemple *. Dans le cas de l'exemple précédent, il faudra indiquer le nom du fichier sur lequel est stocké le programme source à traduire et éventuellement le nom du fichier sur lequel on sauvera le programme objet résultant : * = B:ESSAI.MAC RET

La commande ci-dessus indique à l'assembleur qu'il doit traduire le programme qui se trouve sur la disquette insérée dans l'unité B ayant le nom ESSAI et l'extension MAC ; il rangera le programme objet sur la disquette qui est sur l'unité active, c'est-à-dire A avec le même nom ESSAI (donné par défaut) et avec une extension REL imposée par le système pour distinguer les deux types de fichier, source et objet.

Remarque

Programmes relogeables et programmes translatables

Comme il est difficile de déterminer l'adresse de chargement d'un programme dans le cadre d'un grand projet, les assembleurs relogeables et les chargeurs-éditeurs de liens sont des outils permettant de choisir la valeur de cette adresse le plus tard possible, c'est-à-dire au moment même du chargement : un programme est dit relogeable s'il dispose d'adresses relatives qui sont transformées en absolues au moment du chargement en mémoire en vue de son exécution.

Dans la plupart des applications, on peut se contenter de travailler avec ces programmes relogeables, cependant cela peut poser des problèmes lorsque les modules sont placés en R.O.M. En effet, quand un programme est implanté en R.O.M., il est figé une fois pour toutes. L'adresse de chargement est fixée lorsque l'utilisateur branche sa R.O.M. sur un support par la connexion de ce support sur le bus d'adresses : à un support donné correspond une adresse. Il y a donc problème si les utilisateurs veulent connecter leur R.O.M. sur des supports différents. On a alors besoin d'un programme qui fonctionne correctement quelle que soit son adresse de chargement ; un tel programme, insensible à sa position, est dit « translatable statiquement ».

D. Floutier
Ingénieur Supélec
Docteur ès Sciences
IUT-LAMM, Montpellier II

Elektronik 85 -Recevez et captez de nouvelles impulsions à Copenhague



du 4 au 10 octobre à Bella Center Fermé le dimanche

Plus de 1000 firmes de 20 pays différents montrent leurs nouvelles méthodes et techniques créées pour le développement, la planification, la production et le contrôle.
Elektronik 85 couvre les domaines suivants:

- Les composantes d'automatisation
- Technique de l'informatique
- Les composantes de l'ordinateur
- Les instruments de mesure
- Médico-électronique
- Technique de production
- Optoélectronique
- Équipement de télécommunication
- Techniques-CAD/CAM e.a.

Séminaire c/ Electronique
7/10 Technologie et composantes (anglais)

Suivez le progrès: Visiter Elektronik 85 – le plus grand salon scandinave dans le domaine de l'informatique et de l'électronique

elektronik 85

Veuillez nous faire parvenir:
brochures-invitations gratuites pour Elektronik 85.
Programme et formulaire d'insription aux séminaires.

Nom:

Firme:

Adresse:

N° Postal: Ville

Pays:

Ce bon devra être envoyé à:

BC Bella Center
Center Boulevard, DK-2300 Copenhague S
Tél.: +45 1 51 88 11 Telefax: +45 1 51 96 36
Telex: 31 188 bella dk E.A. 20/9/85

nielsen & theilade

SERVICE-LECTEURS N° 18

Un nouveau moyen de détection et de prévention.



La méthode « Holter » appliquée à l'électro-encéphalographie

L'enregistrement de paramètres physiologiques pendant une longue durée (24 heures), notamment d'une manière ambulatoire, est connu depuis quelques années en cardiologie. C'est la méthode mise au point par Holter qui permet l'étude et la surveillance de patients présentant des problèmes cardiaques.

L'expérience acquise dans cette discipline a permis d'envisager d'appliquer la méthode de Holter à d'autres paramètres physiologiques, notamment à l'EEG (électro-encéphalographie). La surveillance des patients à risques d'épilepsie est l'une des indications majeures de cette méthode. Toutefois, il faut signaler que l'école française s'attache à percer, du moins en partie, le mystère des morts subites du nourrisson au moyen d'enregistrement en continu de l'EEG, de l'ECG et de la respiration (polygraphie).

Plus qu'une méthode nouvelle

Des travaux effectués dans des directions différentes, pour des applications précises, ponctuelles, finissent par former une nouvelle manière d'appréhender les problèmes d'étude et de surveillance en physio-pathologie moderne. L'arrivée sur le marché de capteurs et d'électrodes fiables et possédant de bonnes caractéristiques, puis la mise au point d'une électronique très miniaturisée pour le traitement et la visualisation des données, permet d'effectuer une médecine en deux étapes.

– D'une part, un patient équipé de ses électrodes et de son enregistreur portable et évoluant dans son milieu familial ou professionnel. Chaque cycle de 24 heures, il lui suffit de changer de cassette, comme dans le cas d'un simple magnétophone.

– D'autre part, un centre médical équipé pour la lecture de ces cassettes, l'établissement du diagnostic et la décision thérapeutique.

On comprend dès lors que pour des enregistrements s'étalant sur 8 ou 15 jours, le gain en frais d'hôtellerie hospitalière n'est pas négligeable. C'est d'ailleurs tout le problème de l'hospitalisation à domicile. A coût égal, ce gain pourrait servir à s'équiper avec davantage de matériel.

Actuellement, avec une certaine fiabilité, on surveille efficacement des cardiaques avec la méthode de *Holter*, mais également des malades porteurs de stimulateurs cardiaques en utilisant les lignes téléphoniques. On sait qu'un changement dans la fréquence signale, pour une certaine valeur, une usure des piles. Il est également possible de surveiller les grossesses à risques en enregistrant à l'approche du terme les contractions utérines (risques de prématurité). On peut mesurer de nombreux paramètres physiologiques chez l'individu sain, lorsque celui-ci est placé dans des conditions sévères d'environnement, voire de survie (espace, plongée profonde, chronobiologie en spéléologie, environnement toxique...). L'activité électrique cérébrale fait également l'objet de travaux importants. On connaît les études effectuées sur le sommeil, car il est aisé de faire des enregistrements en continu chez l'individu couché. En revanche, il était jusqu'alors plus difficile d'appréhender cette activité cérébrale vigile, en l'absence de matériel permettant d'assurer les mesures en ambulatoire.



Que cherche-t-on à enregistrer ?

Il n'est pas nécessaire d'atteindre directement la zone à explorer pour déceler des variations de potentiel. Dans le cas du cerveau, on peut très bien placer des électrodes sur le cuir chevelu et, à travers la peau, les os du crâne et les structures cérébrales, déceler néanmoins une activité électrique. Celle-ci sera beaucoup plus faible, de l'ordre de dix fois moins, qu'au voisinage direct des cellules.

Sans vouloir faire l'historique de ce problème, rendons hommage au psychiatre *Hans Berger* à qui nous devons le nom d'EEG et le moyen de recueillir et d'enregistrer les variations de potentiel électrique du cerveau humain (1929). Toutefois, l'existence de l'électricité cérébrale fut mise en évidence par le physiologiste *Caton* (1875).

Déjà à cette époque, l'activité électrique cérébrale pouvait se présenter sous deux aspects :

– une activité spontanée, correspondant au rythme autonome, c'est-à-dire à la pulsation synchrone de l'ensemble des cellules nerveuses ;

– une activité provoquée, correspondant au déclenchement d'un courant bioélectrique par les messages sensoriels venus de l'extérieur.

L'enregistrement de cette activité n'est possible qu'à la condition de placer sur le crâne du sujet à examiner deux électrodes au moins. C'est donc la tension entre ces deux points de contact qui sera détectée, amplifiée, puis enregistrée. Les électrodes sont en général reliées deux par deux aux bornes de l'appareil, chaque groupe de deux électrodes formant une dérivation pouvant se présenter de la façon suivante :

– Dérivation monopolaire – la différence de tension se mesure entre une électrode placée dans une zone active et une électrode indifférente placée dans une région inactive (lobe de l'oreille par exemple).

– Dérivation bipolaire – la différence de tension s'établit entre deux électrodes placées dans des régions supposées également actives. C'est la solution la plus fréquemment employée en raison des possibilités de localisation qu'elle permet.

– Dérivation bipolaire avec distance variable d'une électrode à l'autre.

a – ondes alpha (8,5 Hz)

b – ondes alpha rapides (11 Hz)

c – ondes bêta (24 Hz)

d – ondes thêta (6 à 7 Hz)

e – ondes delta (3 Hz)

f – ondes delta et thêta associées

g – ondes de 18 Hz décelées à l'électrocorticographe, montrant des séries de pentes abruptes (« sharp waves »), significatives de l'épilepsie focale

Fig. 1. – Tracés électroencéphalographiques des différents types d'ondes.

Avec cette disposition, l'amplitude de l'onde est directement proportionnelle à la hauteur du potentiel, dans le cas particulier où l'une des électrodes se trouve complètement en dehors du territoire d'expansion de ce potentiel (cela est également valable dans le cas de la dérivation monopolaire).

Les tensions enregistrées sont lentement variables, avec des fréquences différentes, permettant d'ailleurs une classification suivant le type d'ondes **(fig. 1)**.

Les *ondes alpha*, correspondant au rythme fondamental, dont la fréquence se situe entre 8 et 12 Hz groupées en fuseau. Elles s'observent lorsque le sujet éveillé est au repos musculaire, sensoriel et intellectuel. En cas d'activité intellectuelle ou de stimulation sensorielle, les ondes alpha sont remplacées par des *ondes bêta* (réaction d'arrêt) plus rapides : 24 Hz. Avec le sommeil, le tracé EEG se calme pour finalement ne laisser apparaître que des *ondes delta*, amples et de fréquence entre 1 et

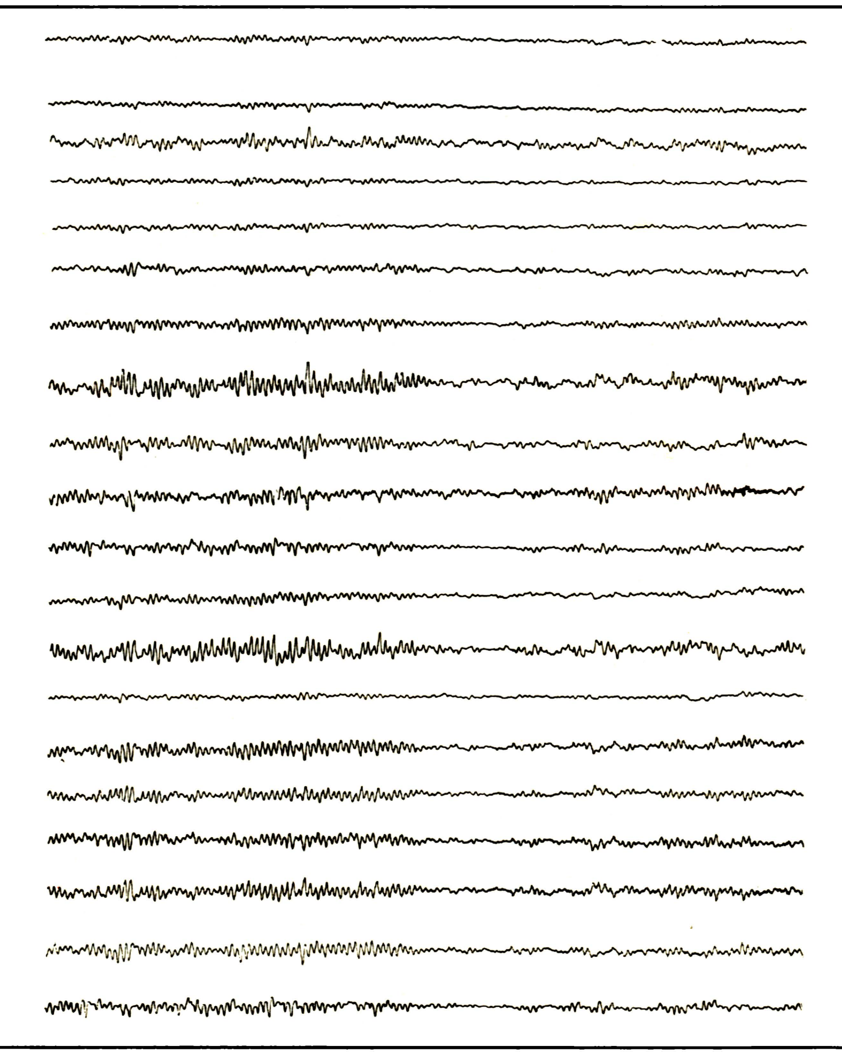


Fig. 2. – Exemple de tracé EEG conventionnel sur enregistreur à 20 pistes.

3 Hz. Il peut se superposer cependant quelques décharges plus rapides (fuseaux de sommeil). Les *ondes thêta,* de 6 à 7 Hz, signent parfois une souffrance de système nerveux ; leur présence est un élément d'appréciation de la gravité d'une maladie et surtout précise la localisation de la cause (qui peut être confirmée par une artériographie, par exemple). L'épilepsie comporte un tracé très caractéristique avec des « pointes-ondes », comme nous le verrons plus loin.

L'enregistrement de ces différents types d'ondes a posé des problèmes techniques maintenant résolus. La **figure 2** montre par exemple le tracé d'un EEG relevé sur un enregistreur à 20 pistes. Ce type de tracé montre combien il est difficile de vouloir automatiser la lecture des enregistrements, comme c'est le cas en cardiologie. Les signaux sont plus aléatoires et ce sont surtout leur aspect général qui peut révéler une signification péjorative.

En outre, il ne s'agit pas seulement d'analyser comparativement une série de courbes, mais il y a lieu de tenir compte d'un examen clinique complet du patient. Le tracé EEG ne fait que confirmer ce que l'examen clinique supposait, ou bien il permet de définir un choix lorsque l'examen clinique propose plusieurs diagnostics. Le seul examen du tracé EEG permet rarement de définir la maladie, comme on peut s'en rendre compte par l'illustraion de la **figure 3** relative à un hématome intra-cérébral. Dans ce cas une radiog;aphie permet d'objectiver la présence de l'hématome.

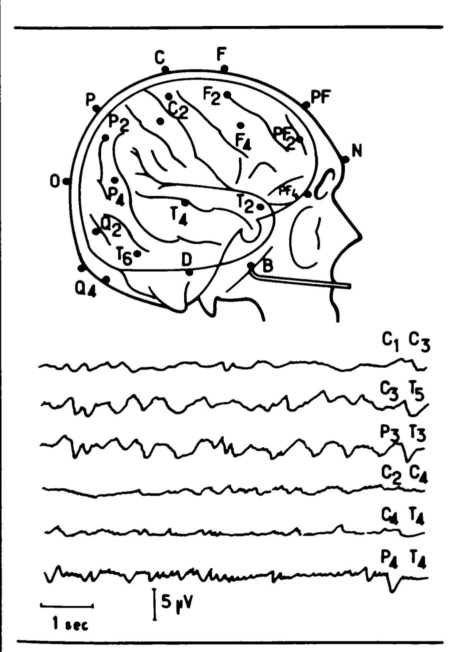


Fig. 3. – Exemple de tracé EEG relatif à un hématome intra-cérébral.

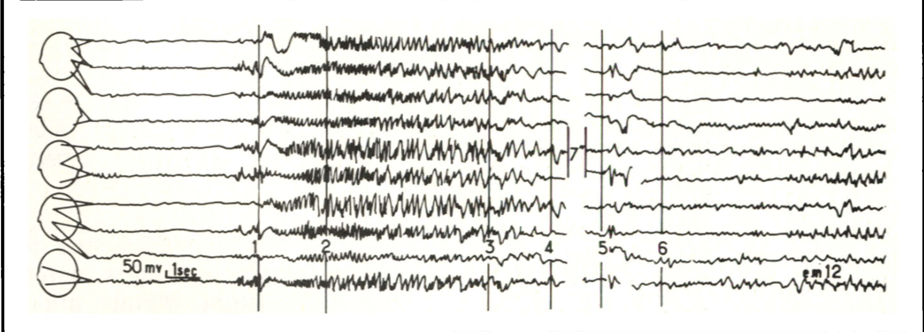


Fig. 4. – Cas d'une absence atypique chez une jeune fille d'une vingtaine d'années. La malade n'obéit pas (1), ouvre spontanément les yeux (2) et ne répond pas (3). Cette crise est caractérisée par une décharge rapide diffuse bilatérale synchrone, progressivement associée à des ondes lentes. Dans la phase post-ictale marquée par un épuisement transitoire, la malade sourit (4), remue la tête, se frotte les mains et se soulève légèrement (5), puis répond (6).

En revanche, ce qui peut faciliter la tâche du médecin, c'est de déterminer la répartition spectrale des différentes amplitudes du signal observé. Car en fait, ce signal est un phénomène variable qui n'est autre que la résultante de plusieurs sinusoïdes, bien qu'il soit difficile de déceler une sinusoïde dans les ondes d'origine cérébrale.

L'épilepsie : une indication majeure

L'épilepsie est un état clinique caractérisé par la survenue de crises qui correspondent à l'excitation d'un certain nombre de cellules nerveuses qui se déchargent toutes ensembles. Selon la région cérébrale touchée, les manifestations de ces crises seront motrices, sensitives, visuelles... **(fig. 4).** En effet, selon *J. Bancaud,* « la définition de l'épilepsie se heurte sur le plan clinique à de grandes difficultés du fait de l'extrême polymorphisme séméiologique des accès et, sur le plan physiopathologique, à l'incertitude de nos connaissances sinon à notre ignorance des mécanismes intimes qui les conditionnent.

« La singularité mais aussi l'unicité des manifestations comitiales tient, sans doute, à son substratum électrophysiologique, au moins apparent, qu'on peut caractériser encore, cent ans après *Jackson,* comme la survenue inopinée d'une « décharge excessive, paroxystique, hypersynchrone et auto-entretenue d'une population plus ou moins étendue de neurones qui constituent la substance grise de l'encéphale ». L'origine et les modalités de propagation de cette décharge au niveau du cortex cérébral et des formations sous-corticales rendent compte, au moins en partie, de l'organisation temporelle des signes cliniques de l'accès.

« La description séméiologique rigoureuse de la crise permet ainsi de reconstituer grossièrement la trajectoire toujours multidirectionnelle de la décharge et nous donne une idée du mode de dy-fonctionnement imposé aux structures successivement ou simultanément mises en jeu dans le processus épileptique. »

La crise la mieux connue, parce que la plus spectaculaire, est la crise généralisée : le *grand mal* ou *haut mal.* Elle survient brutalement avec convulsions généralisées et perte de connaissance. Une autre crise, le *petit mal,* qui est propre à l'enfance, se traduit par des supensions brèves de conscience : l'enfant est dans la lune. C'est beaucoup moins spectaculaire et c'est dans le petit mal que l'enregistrement EEG en continu et en ambulatoire prend toute sa signification.

Citons également pour terminer les crises Bravais-Jacksoniennes ou épilepsie localisée, et toutes les crises non motrices : les crises sensitives.

La pédiatrie : une indication de choix...

L'examen prolongé en conditions normales de l'enfant fait l'objet actuellement de travaux, notamment au moyen du « Medilog 9 000 » d'*Oxford Instruments* dans sa version à 8 canaux. Les enregistrements effectués par *P. Plouin* et Coll. du service d'Explorations fonctionnelles du système nerveux de l'hôpital Saint-Vincent-de-Paul à Paris concernent, entre autres, des nourrissons et de jeunes enfants. Dans un travail publié récemment par cette équipe, 31 enfants âgés de un mois à 17 ans présentaient des troubles divers tels des convulsions, spasmes en flexion, épilepsie ou suspicion d'épilepsie.

Les résultats montrent que le sommeil spontané a été obtenu dans tous les cas, sommeil nocturne et sommeil de sieste chez les enfants les plus jeunes. L'organisation du sommeil a pu être étudiée : différenciations des stades de sommeil lent et paradoxal, morphologie et localisation des anomalies EEG au cours du sommeil, présence de crises ou de décharges infra-cliniques nocturnes.

Toujours d'après *P. Plouin* et son équipe, des crises ont été enregistrées chez la plupart des nourrissons de moins de un an. Parmi les enfants plus âgés, un certain nombre de crises ont été recueillies, dont l'enregistrement n'avait pu être réalisé en EEG standard ou lors de sieste. Ainsi a pu être confirmée la nature épileptique de ces crises, dont la reconnaissance aurait certainement été manquée par une observation clinique ordinaire.

... mais aussi d'autres applications cliniques

Toujours en *pédiatrie,* grâce à la petite taille de l'appareillage, la méthode est bien adaptée à la surveillance de l'EEG à l'école, à la maison ou au cours d'activités de plein air, sans modifier le comportement habituel, ni attirer l'attention de l'entourage. La méthode se prête notamment à l'évaluation des désordres neurologiques et psychiatriques.

La méthode est intéressante pour établir un *diagnostic différentiel.* En effet, en dépit d'évaluations cliniques prudentes, la vraie nature de certaines attaques peut rester obscure, à savoir si leur origine est d'ordre physique ou psychologique (y compris les prétendues « crises d'hystérie »). Dans le cas de désordres organiques, il est important de distinguer les attaques qui sont de nature principalement cérébrale de celles ayant une autre origine, par exemple les arythmies cardiaques.

Une proportion significative (estimée aux USA à environ 10 %) des prescriptions d'enregistrement *Holter* ECG, est issue des services de neurologie. Dans ces cas, l'enregistrement simultané d'un canal ECG avec l'EEG fournit des informations complémentaires très utiles pour le diagnostic.

Le « Medilog 9 000 » est un outil de choix pour la surveillance continue des fonctions cérébrales des patients en *unités de soins intensifs.* Chez les patients avec de sévères blessures à la tête, un des canaux peut être réservé à l'enregistrement de la pression intracrânienne simultanément à celui de l'électroencéphalogramme.

En *psychiatrie,* les applications de l'enregistrement de longue durée comprennent l'étude d'états anormaux d'éveil, comme les phobies, les attaques de panique et également les psychoses. Les facteurs psychologiques affectant la survenue de crises ont été largement étudiés avec ce type de système.

En psychiatrie infantile, le système se prête à l'étude de désordres du développement auxquels des facteurs organiques peuvent prendre part, comme par exemple certaines formes de « suractivités » ou « d'inattentions » scolaires. Cette technique peut également jouer un rôle dans l'étude des processus émotionnels au cours d'une psychothérapie individuelle ou de groupe.

Cette approche clinique assez diversifiée permet d'envisager également l'*évaluation de l'effet des traitements.* Entre autres, l'enregistrement sur 8 canaux autorise une évaluation précise et objective des effets sur les patients d'antiépileptiques, hypnotiques et autres formes de traitements.

La philosophie du « Medilog »

Le « Medilog » assure l'étude de 8 canaux de signaux physiologiques, plus un canal temps/événement, enregistrés en continu pendant 24 heures sur une cassette standard. Ce système permet aux neurologues, neurophysiologistes, psychiatres, pédiatres, psychologues et chercheurs d'autres disciplines d'obtenir des informations cliniques électroencéphalographiques (EEG), électrocardiographiques (ECG), électromyographiques (EMG), électro-oculographiques (EOG), sur la respiration, les mouvements du corps, la température et l'impédance cutanée.

Pour l'enregistrement EEG, chaque paire d'électrodes comporte un préamplificateur miniature et c'est l'ensemble électrodes-préampli qui est placé sur le scalp et maintenu avec du collodion **(fig. 5)**. L'emplacement des

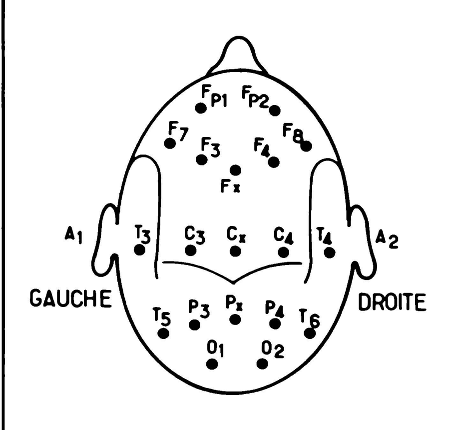


Fig. 6. – Emplacement des électrodes sur le scalp.

électrodes est conforme à la recommandation de la Fédération internationale des sociétés EEG **(fig. 6)**.

L'emploi de cassettes C-120 standard **(fig. 7)** (vitesse de défilement 2 mm/s) pour loger 8 canaux plus un signal horaire a nécessité la division des bandes en quatre pistes et pour chacune de celle-ci l'utilisation du multiplexage pour enregistrer au moins trois canaux par piste. Voici comment se présente l'enregistrement des signaux **(fig. 8)**.

La première piste comporte les canaux 1, 2 et 3 ; la seconde piste : les canaux 4, 5 et 6 ; la troisième piste est réservée au marquage des événements par le patient mais surtout elle assure la correction de fluctuation du déroulement de la bande ; enfin, la quatrième piste comporte les canaux 7 et 8 et un canal d'enregistrement du signal horaire. Il ne faut pas oublier que la cassette assure son service durant 24 heures.

Les signaux EEG de chaque canal sont comprimés à un quart de leur durée normale. Ces blocs d'informations sont ensuite enregistrés sous forme de séquences : ainsi, la piste 1 reçoit le bloc du canal I, puis celui du canal 2 et le bloc du canal 3. Entre chaque bloc, un top de séparation, entre chaque séquence, une double impulsion pour l'identification. Le même processus est appliqué aux pistes 2 et 4. Seule la piste 3 porte une fréquence continue qui procure une base de temps permettant de caler les événements de chaque piste en dépit des inévitables fluctuations introduites lors de l'enregistrement ou de la relecture. Cette piste, en outre, porte les signaux assurant les tops de séparation entre les blocs et assure une parfaite localisation des impul-

sions des séquences d'identification et des tops de marquage d'événements **(fig. 9 et 10).**

Toutes les 24 heures, la cassette est changée, ainsi que les piles d'alimentation. En respectant ces conditions, il est possible de surveiller un patient durant plusieurs jours.

La lecture des résultats

Le *Holter* en cardiologie fournit des tracés dont les signaux électrocardiographiques sont parfaitement codifiés. Ainsi, il est possible d'effectuer la lecture des cassettes sous la forme d'un traitement de données avec marquage des événements péjoratifs et cela à partir d'un signal dit « normal ». En électroencéphalographie, les tracés sont plus difficiles à interpréter automatiquement, parce difficile à codifier **(fig. 11).** A l'heure actuelle, il est nécessaire de visualiser l'enregistrement par tranches de 8 ou 16 secondes, que l'on appelle « pages ». Chaque page doit être lue par une personne entraînée à l'examen des tracés EEG.

Cette opération est relativement rapide puisque la relecture peut s'effectuer à la vitesse de 60 fois la vitesse d'enregistrement. 24 heures d'information peuvent être examinées en 24 minutes.

Le processus du traitement du signal se déroule ainsi. Le signal issu du préampli est sous forme analogique. Il est converti sous forme digitale pour être divisé et compressé en blocs par un microprocesseur et remis ensuite sous forme analogique pour être enregistré. A la relecture, l'opération inverse se déroule, les blocs compressés sous forme analogique sont repris par un microprocesseur pour être convertis en digital et restituer le signal d'origine. A ce moment, le signal est envoyé sur un interface analogique où apparaissent les 8 canaux plus un canal pour la base de temps.

La lecture d'un enregistrement de 24 heures doit pouvoir se faire avec une certaine souplesse. L'ensemble de visualisation **(fig. 12)** permet, au moyen d'un clavier, de lire les 8 canaux simultanément par page de 8 ou 16 secondes sur un écran de 30 cm. Il est possible de s'arrêter sur les épisodes intéressants pour effectuer un examen approfondi d'un événement. Les possibilités suivantes existent : retour en arrière, détection automatique

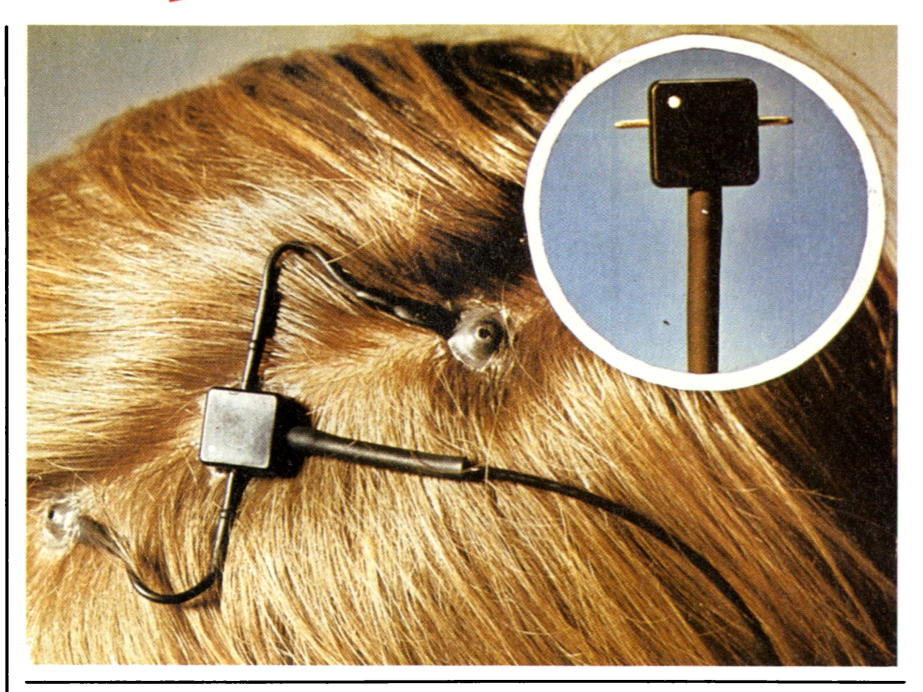


Fig. 5. – Electrodes munies de leur préampli, fixées sur le cuir chevelu au moyen de collodion (doc. Oxford Instruments).

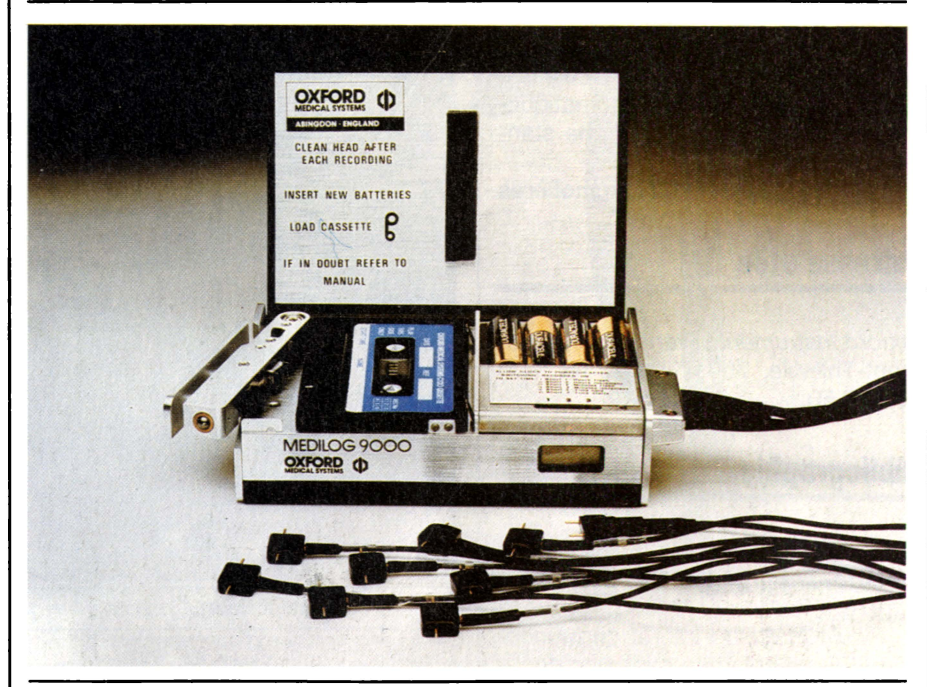


Fig. 7. – L'enregistreur Medilog 9 000 montrant la cassette standard et les piles d'alimentation. Au premier plan, les 8 préamplis qui seront reliés aux électrodes (doc. Oxford Instruments).

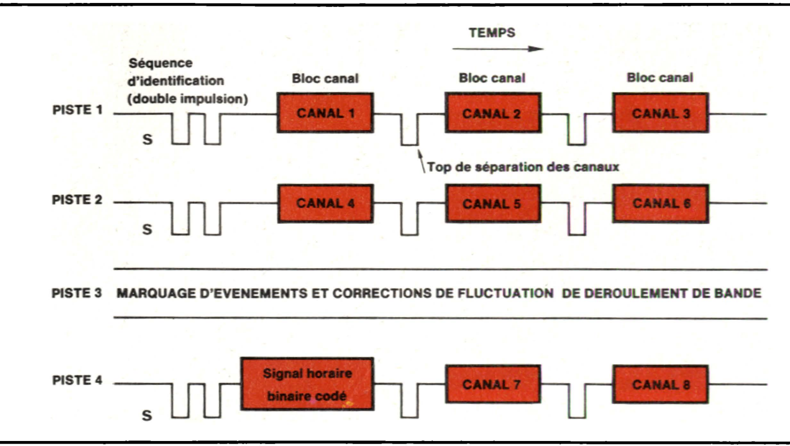


Fig. 8. – Synoptique de l'enregistrement des 8 canaux.



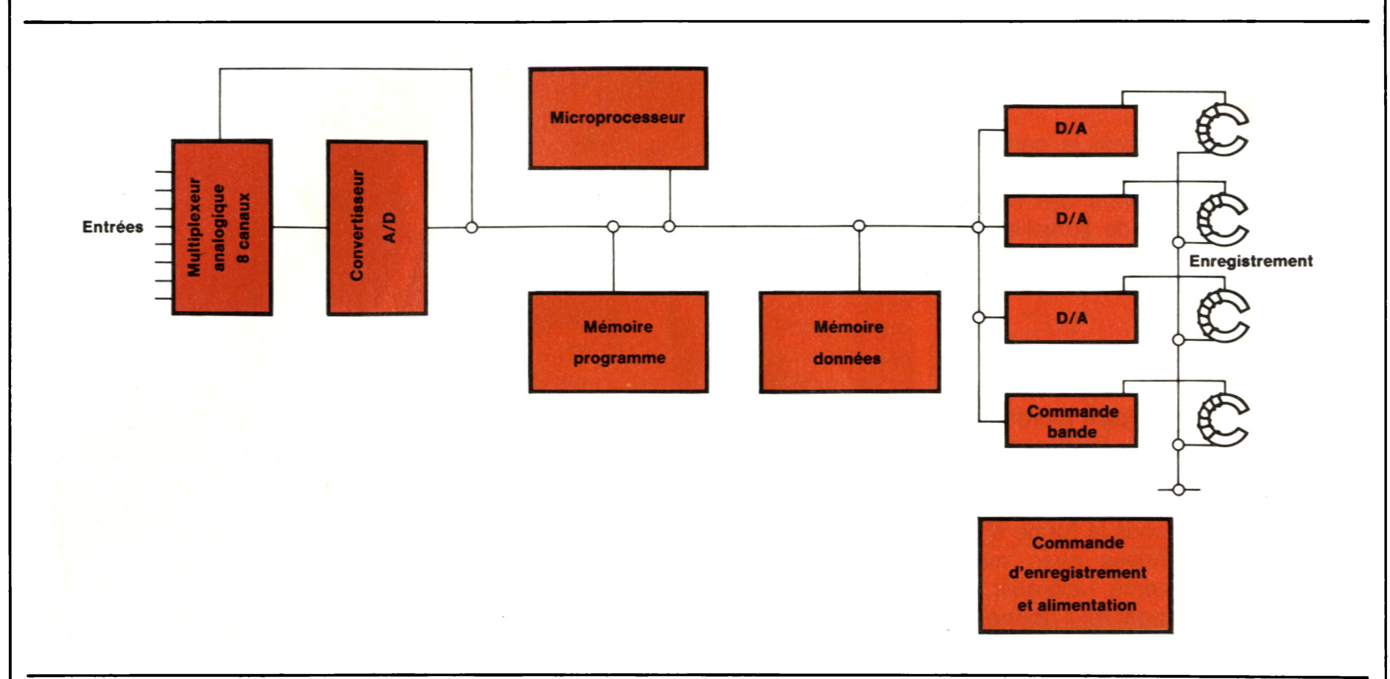


Fig. 9. – Bloc diagramme de l'enregistreur Medilog 9 000.

des événements marqués par le patient ou l'entourage. On a de plus la possibilité d'enregistrer tout cela sur papier, en continu et automatiquement, à l'aide d'un polygraphe standard.

J. Trémolières

Adresse utile

Oxford Instruments France, 5, rue Aumont-Thiéville, 75017 Paris. Tél. : (1) 572.20.50.

Bibliographie

J. Bancaud – Epilepsie. *Encyclopédie Médico-Chirurgicale,* 17045-A[10] - 9.1976.

P. Plouin et Coll. « Intérêt du monitoring EEG ambulatoire dans une population pédiatrique (Hôpital Saint-Vincent-de-Paul) ». A paraître.

C. Faber « EEG sur *Holter,* une révolution passée inaperçue ». *Quotidien du Médecin* n° 3300, 13 nov. 1984.

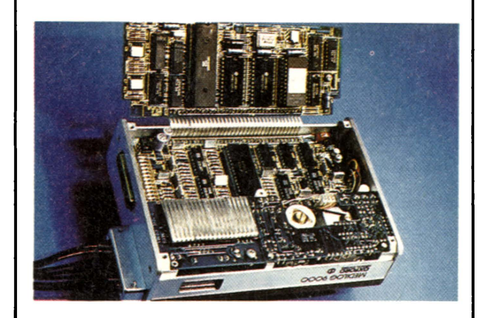


Fig. 10. – Les circuits de l'enregistreur Medilog 9 000 (doc. Oxford Instruments).

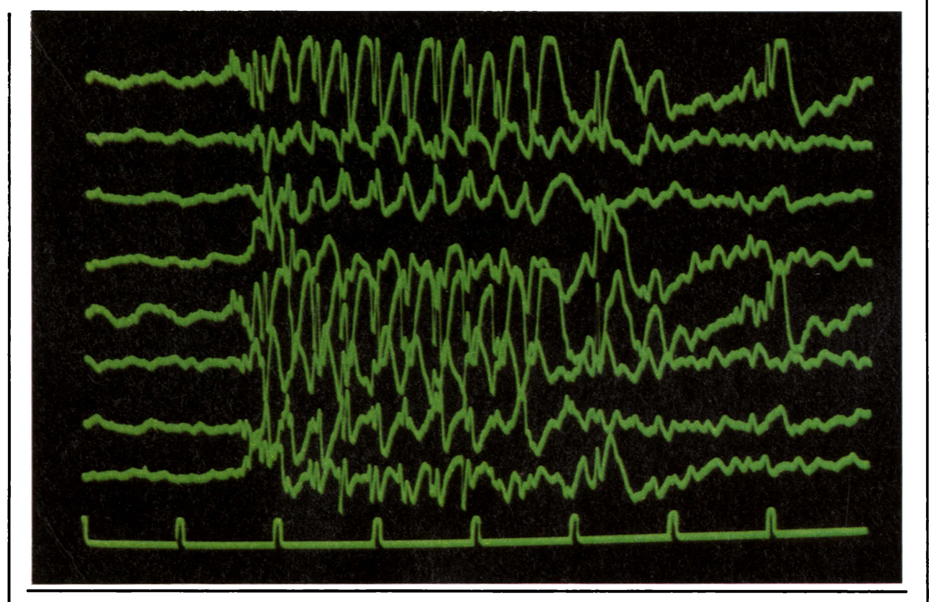


Fig. 11. – Exemple de tracé EEg obtenu sur Medilog 9 000.

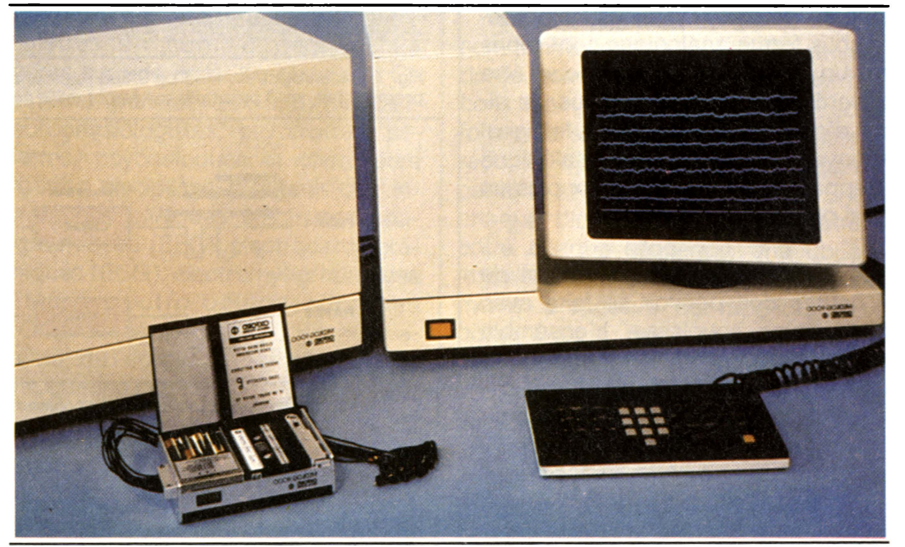


Fig. 12. – Ensemble de visualisation Medilog 9 000 des paramètres EEG (doc. Oxford Instruments).

Salon des Composants
Hall 4, Allee 43, Std. 100

Ce petit est l'un des derniers-nés de Bourns, un potentiomètre Trimmer de la catégorie compacte Cermet, 6 mm × 6 mm: très faible encombrement. C'est à la loupe que ses avantages apparaissent le plus clairement.

Vous pouvez l'inserrer automatiquement et le régler par le dessus ou le côté, au choix, même automatiquement. Il est étanche et son nettoyage ne pose vraiment aucun problème, de plus, il est testé selon un NQA de 0,1%, sans supplément de prix pour vous. Là où il a été soudé, il reste longtemps – conséquence de sa fiabilité.

Comme tous les potentiomètres Trimmers de Bourns, le nouveau modèle 3323, est livré en barettes plastiques de 50 pièces. Impéccable, d'accès aisé, il permet une protection parfaite des connexions sorties. Invitez donc le 3323 chez vous. Son curriculum vitae est à votre disposition.

cpw B-02 F

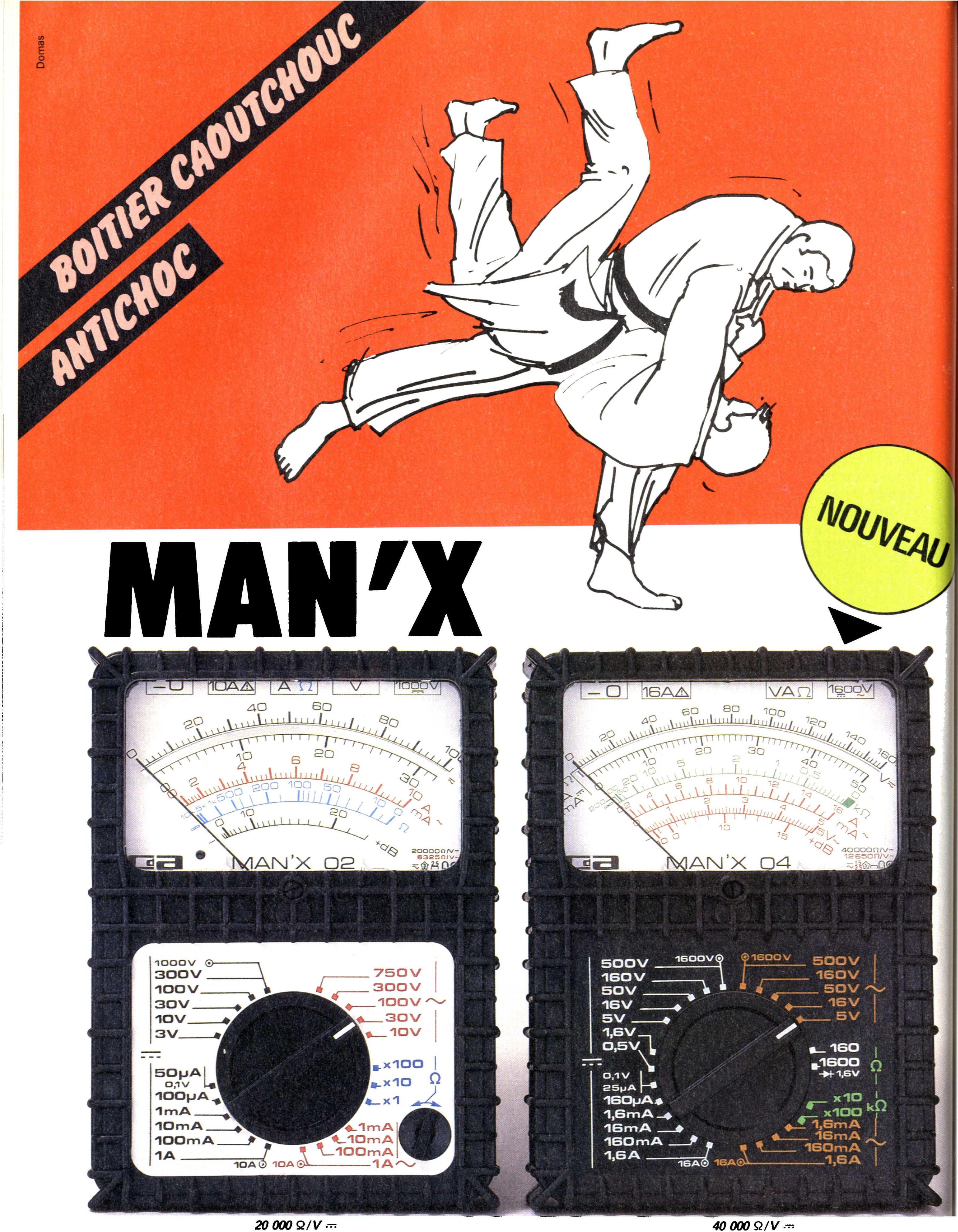


Bourns-Ohmic,
21/23 rue des Ardennes, 75019 Paris
✆ (1) 203 96 33

DIMACEL
Région parisienne: Clichy, ✆ (1) 730 15 15
Région ouest: Rennes, ✆ (99) 50 25 92
Région Rhône: Saint-Priest, ✆ (7) 821 37 21;
Région méditerranée: Les Milles, ✆ (42) 39 85 50.
Région est: Strasbourg, ✆ (88) 22 07 19
Région nord: Lille, ✆ (20) 30 85 80
Région Alpes: Saint-Martin-d'Heres, ✆ (76) 24 24 30.
Région sud-ouest: Bordeaux, ✆ (56) 81 14 40;
Région sud: Toulouse, ✆ (61) 40 96 50.

RADIALEX, Lyon, ✆ (7) 889 45 45 et Grenoble, ✆ (76) 49 49 92.
S.C.T. Toutélectric, Toulouse, ✆ (61) 22 04 22, Bordeaux, ✆ (56) 86 50 31
BANELEC, Châtillon, ✆ (1) 655 43 43
I.S.A. Electronique, Maisons-Laffitte, ✆ (3) 912 24 52
DIMEL, Toulon, ✆ (94) 41 49 63.
I.S.C. «International Semi-Conductor Corp. France», Suresnes, ✆ (1) 506 42 75.

SERVICE-LECTEURS Nº 200



les ceintures noires des contrôleurs universels

une nouvelle conception des multimètres professionnels

SERVICE-LECTEURS N° 201 5, RUE DU SQUARE CARPEAUX - 75018 PARIS - TÉL. (1) 627 52 50 - TELEX 280 589

la mesure française



Saisie de données dans l'étude du comportement animal

Le dispositif expérimental original décrit dans cet article permet l'acquisition de données relatives à la position dans l'espace et dans le temps d'un sujet (animal ou objet) porteur d'une marque radioactive.

Les informations captées par un détecteur de rayonnement sont mémorisées par un compteur d'événements (interface « timer ») et gérées par un micro-ordinateur personnel Dragon 32 qui les stocke sur disquettes où elles sont ensuite reprises pour être traitées. Les résultats sont donnés sous forme de graphiques (histogrammes d'activité, rythme, etc.).

L'automatisation de ces enregistrements permet, pour un investissement modique, de connaître à tout moment l'activité et la position du sujet marqué. L'exemple présenté ici est l'étude du comportement de ponte du grillon. Bien d'autres applications peuvent être envisagées, car il faut noter que ce dispositif peut fonctionner dans n'importe quel milieu même agressif, qu'il soit liquide, solide ou gazeux, en présence de lumière comme à l'obscurité.

Introduction

Toute étude mettant en jeu un animal vivant et son environnement est basée sur l'*observation.* Ceci est particulièrement vrai, par exemple :

– en éthologie : pour l'étude du comportement de choix du nid chez une souris ;

– en écologie marine pour la recherche des facteurs influant sur les déplacements verticaux du plancton ;

– ou encore en physiologie pour rechercher les voix neurales et hormonales contrôlant le comportement de ponte et le rythme circadien d'activité locomotrice d'un insecte.

Cette observation, considérée comme l'instrument de base de ces études, doit être continue pendant plusieurs semaines, voire plusieurs mois. On conçoit aisément les difficultés rencontrées par le chercheur, qui souvent, pour se libérer de ce problème, impose à l'animal une situation expérimentale en un temps donné ; or cette durée d'observation limitée peut introduire un biais dans les résultats.

La méthode décrite ici, mettant en jeu un élément radioactif, un détecteur, un interface et un micro-ordinateur, apporte une solution originale à ce problème, en libérant l'expérimentateur de toutes les contraintes liées à l'observation. Quelques résultats sur le rythme d'activité locomotrice, le rythme de ponte et les mécanismes physiologiques sous-tendant le comportement de ponte du grillon du foyer sont donnés à titre d'illustration.

Principe

Le déplacement d'un animal se définit comme la variation d'au moins une des trois coordonnées de l'espace en fonction du temps.

L'animal est porteur d'une substance radioactive dont le rayonnement est capté par un détecteur (sonde à scintillation ou compteur Geiger-Müller). Le détecteur fournit des impulsions électriques proportionnellement au nombre de rayonnements captés. On sait que, pour une source radioactive ponctuelle, la quantité de rayonnement reçue est inversement proportionnelle au carré de la distance source-détecteur, suivant la relation :

$$R_X = R_0 / D^2$$

où R_0 est la quantité de rayonnement à la distance unité et D la distance à laquelle est effectuée la mesure.

Le détecteur étant fixe, tout mouvement de l'animal porteur de la marque radioactive se traduira par une variation correspondante de la quantité d'impulsions électriques fournie.

Ces impulsions sont mises en forme puis comptées grâce à des circuits de comptage programmables, inclus dans la carte interface décrite ci-après.

Ces circuits de comptage sont gérés par un micro-ordinateur chargé de stocker et de traiter les données.

Les résultats sont exprimés sous forme de graphique.

Schéma expérimental

L'ensemble décrit est utilisé dans l'étude du comportement de ponte du grillon **(fig. 1)**.

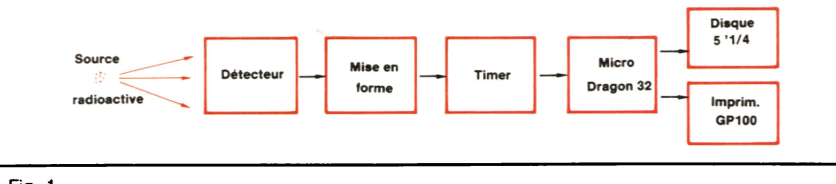


Fig. 1

Fig. 2

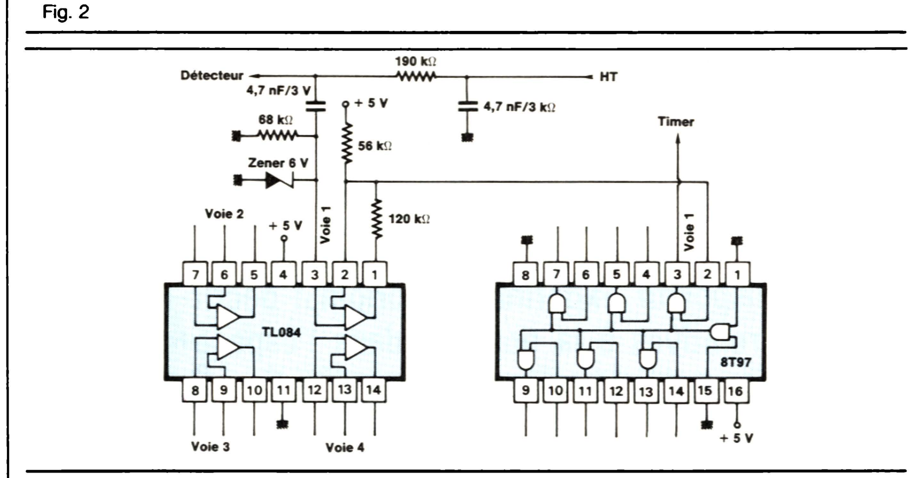


Fig. 3

1° Le marquage radioactif

La marque radioactive est constituée par un fragment de fil d'Iridium 192 gainé qui émet un rayonnement γ ; l'Iridium est fourni par le C.E.A. (Commissariat à l'énergie atomique) sous la référence IR-192 ; son activité est d'environ 1 μci (1 μci = $3{,}7.10^4$ désintégrations par seconde). Cette marque, implantée sous la cuticule près de la tarière de l'insecte, mesure 1 mm de long et 0,3 mm de diamètre.

Lors de la ponte, le grillon enfonce rythmiquement sa tarière dans le sol pour y enfouir ses œufs ; ce mouvement caractéristique se traduit par un tracé facilement discernable **(voir fig. 7)**.

L'utilisation de ce type de rayonnement est-elle de nature à modifier le comportement étudié ?

Cette question primordiale pour tout expérimentateur est à l'origine

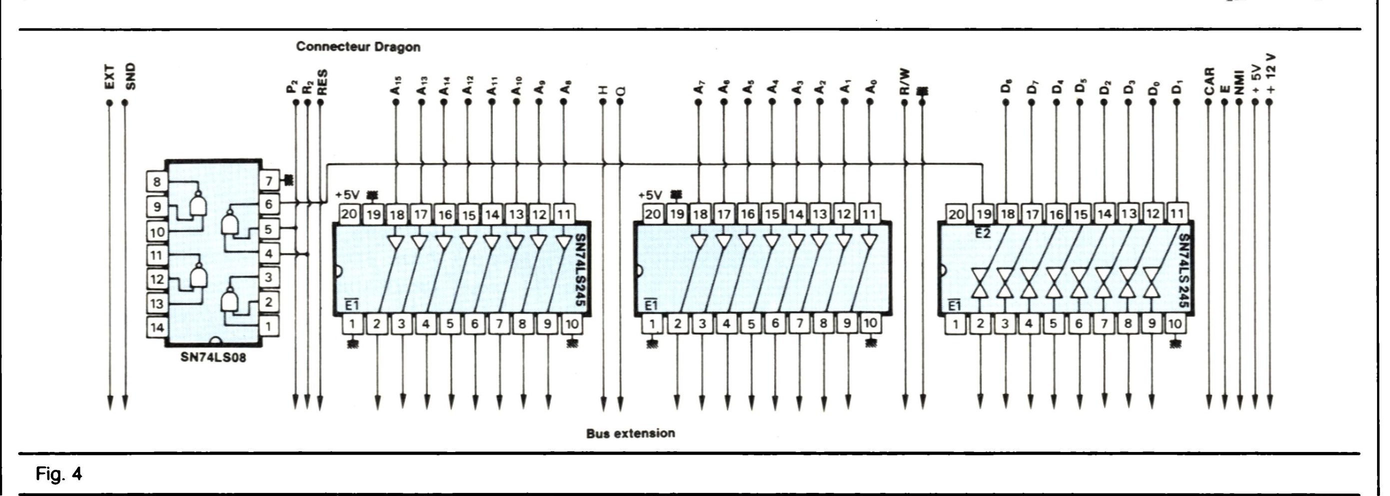


Fig. 4

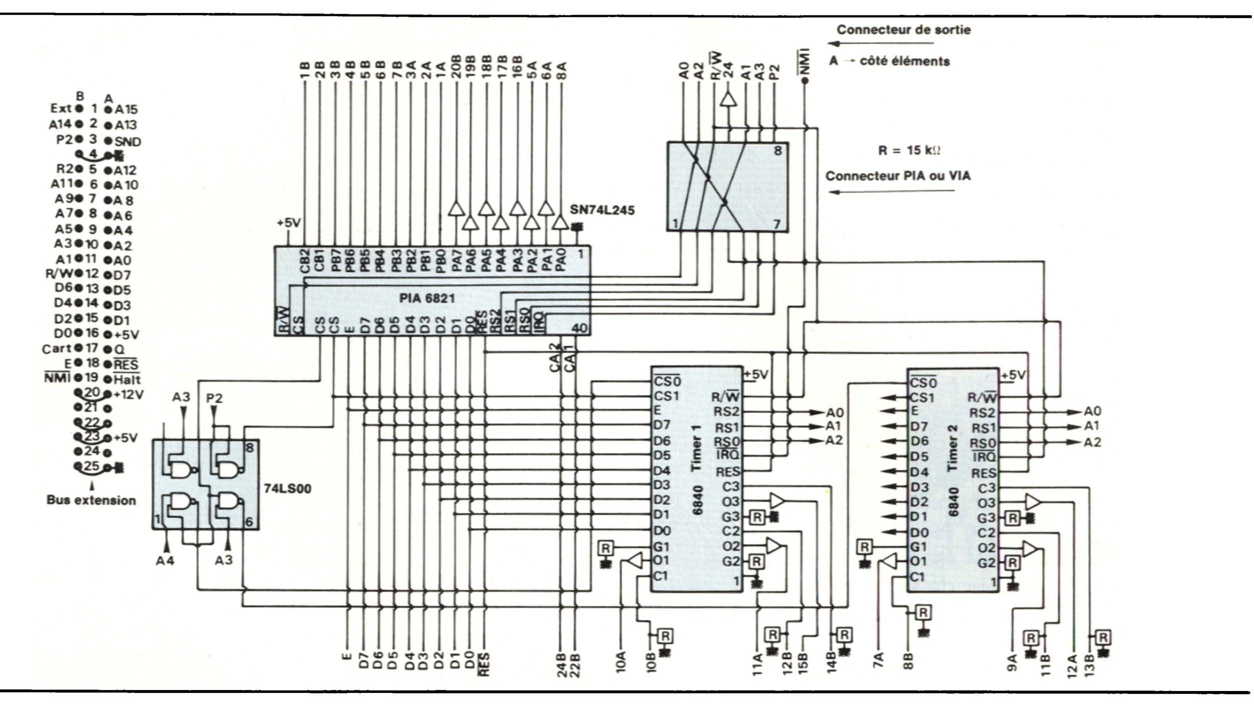


Fig. 5

d'un grand nombre de travaux, dont quelques résultats ont été présentés dans une précédente publication (1) : ces travaux, menés sur des mammifères, n'ont jamais mis en évidence le moindre effet pour des doses équivalentes à celles que nous utilisons. Il faut une dose 100 fois supérieure pour commencer à détecter, chez un mammifère un effet mineur. On peut donc raisonnablement conclure que la marque radioactive utilisée est sans danger pour le sujet en expérience et qu'elle ne perturbe pas le comportement étudié.

2° La détection

La détection de ce rayonnement est assurée par un détecteur à scintillation composé d'un scintillateur chargé de transformer le rayon gamma en photons lumineux et d'un tube photomultiplicateur destiné à transformer ces photons lumineux en impulsions électriques **(fig. 2).**

3° Mise en forme du signal

L'impulsion obtenue à la sortie du photomultiplicateur doit être amplifiée et mise en forme avant d'être envoyée sur l'étage de comptage. On utilise pour cela un amplificateur opérationnel TL 084 **(voir fig. 3).** Le gain de celui-ci est ajusté pour obtenir un niveau de saturation en sortie assurant ainsi la mise en forme du signal.

Un circuit d'adaptation (8T97) assure la liaison avec l'étage de comptage (timer 6840).

4° Comptage

Le comptage des impulsions ainsi mises en forme est effectué par un timer programmable EF 6840. Ce circuit intégré comporte 3 compteurs binaires 16 bits, 3 registres de contrôle associés et un registre d'état. Ces compteurs peuvent être programmés en mesure de fréquence, en mesure d'intervalle de temps ou en compteurs d'événements. Seule cette dernière fonction est utilisée ici.

Chaque circuit EF 6840 comporte donc 3 voies de mesure indépendantes associées chacune à un détecteur de rayonnement.

La gestion de ces compteurs est assurée par une « routine » en langage machine.

5° Réalisation de l'interface

L'interface entre l'ordinateur et le détecteur est constitué par :

a) Une carte « buffer » enfichée sur le connecteur du micro-ordinateur dans le logement destiné aux cartouches d'extensions **(fig. 4).**

Elle comporte :

– 2 circuits 74 LS 245 avec chacun 8 portes par lesquelles transitent les 16 bits d'adresses (A_0 à A_{15}) ;

– 1 circuit 74 LS 245 avec 8 portes bidirectionnelles permettant ici le dialogue entre le micro et la carte « entrées/sorties » ;

– 1 circuit 74 LS 08 combinant les signaux de sélection (P_2 et R_2) pour

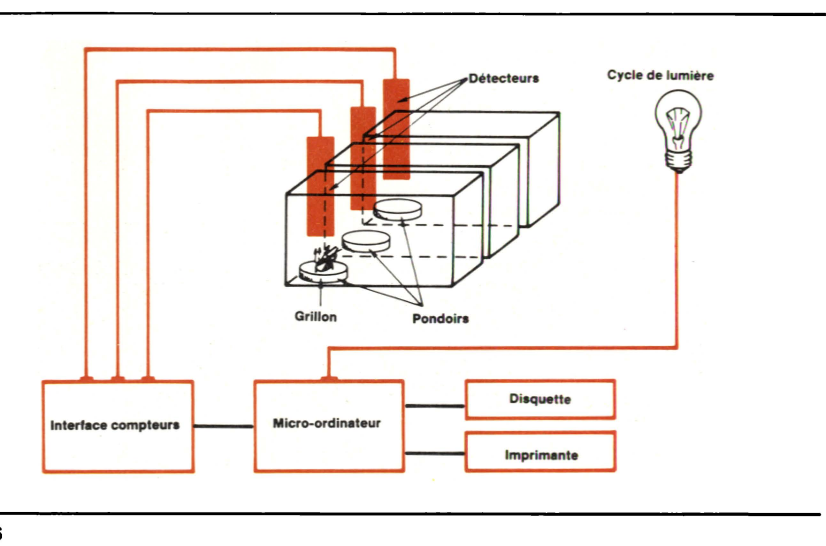


Fig. 6



limiter ce dialogue aux adresses comprises entre C000 et FF5F.

b) Une carte mère constituée par 4 connecteurs destinés aux extensions (mémoire supplémentaire, timer, RS232, etc.). Cette carte peut être équipée avec une alimentation 12 V pour la sortie RS232. Elle constitue le « bus extension ». Elle dispose en sortie d'un connecteur permettant le branchement d'une unité de disquette servant de mémoire de masse.

c) Une carte entrées/sorties « timer » **(fig. 5)** constituée par deux circuits timer 6840 utilisés en compteurs d'événements. On dispose donc de 6 voies de mesure programmables individuellement. Cette carte est complétée soit par un PIA 6821, soit par un VIA 6522 (un connecteur de sélection est prévu à cet usage). Le PIA dispose de 16 lignes entrée-sortie plus 4 lignes de commandes. Le VIA dispose en plus d'un timer et d'un registre à décalage. Dans le montage présenté, la carte est équipée du PIA 6821 dont une sortie est destinée à la commande programmée du cycle d'éclairement par l'intermédiaire d'un triac. Les 8 lignes (PA_0 à PA_7) sont « bufferisées ».

6° Le micro-ordinateur

Le micro-ordinateur utilisé est un Dragon 32 avec un Basic Microsoft. Il est équipé d'une unité de disquette 5" 1/4 simple face, double densité de capacité effective 175 Ko, d'une imprimante Seiko GP 100 et d'un moniteur couleur (téléviseur Grundig 33 cm). Il dispose d'une mémoire vive de 32 Ko dont deux pages de 6 Ko sont réservées ici au graphisme de définition 512 points par 192 en deux couleurs. Il utilise une unité centrale 6809 dont la programmation en assembleur est une des plus performantes parmi les micro-ordinateurs 8 bits. Il permet une adaptation facile de tous les circuits périphériques de la famille 6800 (PIA-6821, timer 6840, ACIA 6850, etc.).

Gestion de l'expérience

Dans l'expérience présentée **(fig. 6)**, il est important de pouvoir analyser l'activité générale du grillon et une activité particulière comme la ponte **(voir fig. 7)**.

Dans cette expérience, nous disposons de 3 enceintes : chaque enceinte peut recevoir plusieurs grillons mais un seul porteur de la marque radioactive.

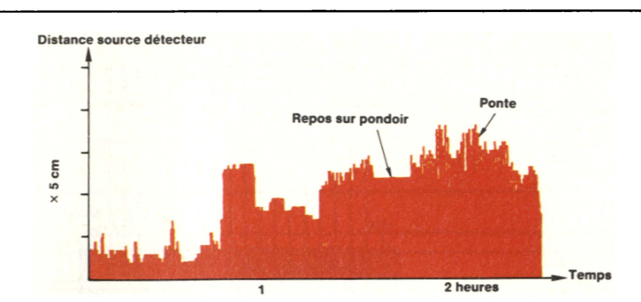


Fig. 7

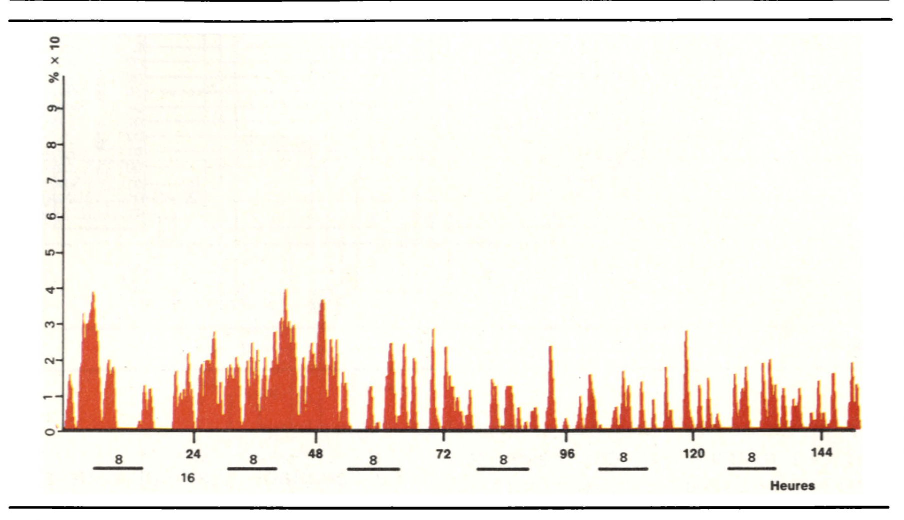


Fig. 8a

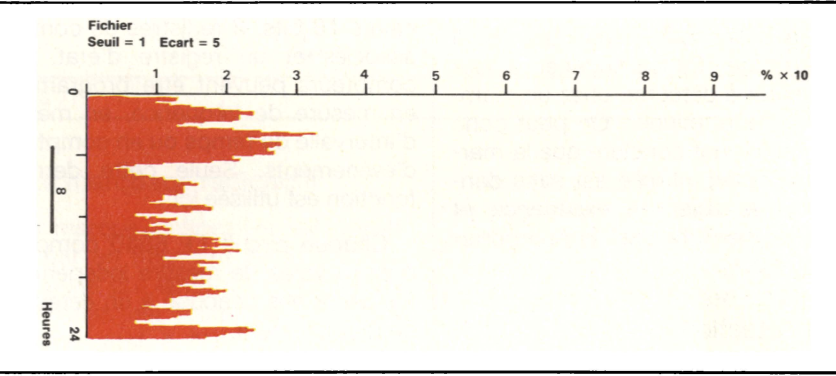


Fig. 8b

Compte tenu des résultats préliminaires, nous avons choisi une unité de temps de 30 secondes ce qui permet d'obtenir un tracé de l'activité générale satisfaisant tout en permettant la mise en évidence du comportement de ponte. Dans ces conditions un fichier de 8 Ko en mémoire vive permet un enregistrement de 24 heures sur 3 voies. Toutes les 24 heures ce fichier est transféré sur disquette. Une seule disquette permet de recueillir environ 20 jours d'expériences.

Pour des raisons de commodité d'emploi, nous avons séparé l'acquisition et le traitement des données. Un programme différent a été réalisé pour chaque étape.

1° Programme d'acquisition

Il est composé par un programme principal écrit en Basic et par une « routine » en langage machine rédigée à l'aide de l'assembleur Dragon « DASM ». La routine permet une gestion rapide de l'interface (Initialisation du PIA et des timers). Elle assure la lecture et la remise à zéro des registres tampons de chaque compteur, sans perte d'informations.

Le programme principal fixe la cadence de lecture 1, 2.. 30 secondes suivant la rapidité du mouvement à analyser. Il assure le stockage des résultats en mémoire et le pilotage des cycles d'éclairement. En dehors de la période de comptage, il permet la vi-



SERVICE-LECTEURS N° 198



l'alliance de la précision et de la force

Conception des becs, traitement HF des tranchants, usinage de la maillure : Facom atteint l'extrême précision. Acier spécial, forgeage, traitement thermique : Facom allie la précision et la force. Les nouvelles pinces coupantes "hautes performances" répondent aux exigences de l'électronique et des technologies de pointe pour la production et la maintenance. Accès difficile ou matériaux durs : dans toutes les conditions, cette gamme "hautes performances" travaille sans effort, pendant longtemps.
Après de nombreux contrôles et un test de 500.000 coupes, Facom accorde alors sa garantie. Totale.



L'esprit de perfection.

Bon à découper et à retourner à Facom
B.P. 73 - 91423 Morangis Cedex.

M. __________________

Fonction __________________

Société __________________

Adresse __________________

Tél. __________________

Désire :

- ☐ une documentation sur les nouvelles pinces coupantes Facom.
- ☐ un essai "Preuve en mains" des pinces coupantes Facom en production.

EA 39

sualisation sous forme graphique du contenu mémoire.

2° Programme de traitement

Il est composé de trois parties rédigées en Basic et de deux routines en langage machine.

La première partie, « BASE », permet de transférer les fichiers de la disquette à la mémoire vive, en séparant chacune des voies enregistrées, soit pour les imprimer tel quel, soit pour réduire leur longueur par sommation et moyenne des comptages enregistrés (échantillonnage de 30 secondes à 10 minutes par exemple) ; ceci permet d'avoir une vue d'ensemble de la totalité de l'expérience sur une longueur de tracé réduite. Chaque étape de traitement peut être visualisée sur l'écran vidéo avant impression.

La deuxième partie, « HISTOR », permet à partir de ces fichiers en mémoire de tracer des histogrammes du pourcentage d'activité par tranche de temps choisie **(voir fig. 8 a-b)** avec ou sans lissage des tracés, en fixant :

● *Un seuil de mesure ;* le traitement peut par exemple être effectué au niveau du seul pondoir, partie la plus proche du détecteur, en donnant un tracé de plus grande amplitude ; dans ce cas tous les mouvements situés au-delà de ce niveau ne seront pas pris en compte **(voir fig. 7).**

● *Un écart,* différence entre deux comptages dont la valeur est jugée significative, et qui correspond à un déplacement effectif de l'animal ; ceci permet d'éliminer les fluctuations statistiques de comptages et de ne prendre en compte si nécessaire que les déplacements d'amplitude souhaités (par exemple séparer l'activité locomotrice de l'activité de ponte).

Ces histogrammes peuvent aussi être sommés et moyennés sur des périodes de temps choisies (24 heures par exemple), ce qui permet de mettre en évidence des fréquences répétitives (rythme d'activité) **(fig.8b).**

Voie 3 Ecart 3 %
Heure départ 1 heure fin 336
0 6 12 18 Heures

Fig. 9

Bien entendu, le résultat de chacun de ces traitements peut être visualisé sur l'écran vidéo et/ou imprimé. Une routine en langage machine commune à ces deux parties permet d'effectuer ces traitements rapidement et d'assurer le fonctionnement de l'imprimante en mode graphique.

La troisième partie, « TRYT », permet de donner un aperçu de l'ensemble de l'expérience et de déceler la présence éventuelle de rythme **(fig. 9)** ; un trait vertical représente un déplacement par unité de temps choisie. Le seuil et l'écart précédemment définis s'appliquent à ce traitement.

Une routine en langage machine permet ici aussi d'effectuer un traitement rapide et de programmer l'imprimante dans cette configuration.

Conclusion

L'automatisation de l'enregistrement de la position et des mouvements d'un animal dans l'étude du comportement permet :

– de connaître en continu son activité locomotrice pendant de longues durées (plus d'un mois si nécessaire), et ceci sur plusieurs sujets simultanément ;

– d'effectuer ces mesures dans tout milieu (air, eau, terre, etc.) aussi bien à la lumière qu'à l'obscurité ;

– d'éviter les perturbations dues à la présence d'un observateur et de fournir directement des résultats numériques ou graphiques sous la forme souhaitée.

P. Rage
(Service de radio-isotopes, INP 71)
M. Renucci
(Equipe de neuroendocrinologie d'insectes, INP 66)
C.N.R.S., Marseille

Références bibliographiques

[1] Radioactive marking in the study of locomotion in small mammals. P. Rage, S. Monnier, J. Lanoir and P. Joanny. *Physiology of Behavior,* 22, 467-471, 1979.

[2] Doc. EFCIS. Microprocessors and Memories (Data Book).

[3] Le microprocesseur 6809, ses périphériques, par C. Dardanne (Eyrolles).

[4] Dragon Companion, M. Jarris (doc. Goal Computer).

[5] Programmation en assembleur 6809, par Buiminh Duc (Eyrolles).

TekStation AT : un turbo dans un micro



TekStation AT : la vraie CAO sur un micro.

En CAO électronique, c'est le concept de station de travail qui s'impose lorsqu'il faut concilier puissance, polyvalence et communication.

La TekStation AT : les mêmes tâches qu'une station haut de gamme.

Les logiciels de CAE Systems réalisent les fonctions de saisie de schéma, de simulation multiniveaux, de placement et routage, de tests pour composants, cartes et systèmes. Ces logiciels, conçus pour les grands systèmes, tournent intégralement sur la TekStation AT. L'utilisateur bénéficie des facilités d'utilisation liées à la souris, aux multifenêtres et aux menus instantanés (POP-UP).
Le réseau Ethernet permet, en multipliant les postes, de disposer d'une base de données distribuée, gage de productivité de l'équipe de conception.

La CAO électronique abordable et sans compromis.

L'utilisation de l'IBM PC AT a réduit considérablement le prix du poste de travail.
L'adjonction d'une carte processeur 32 bits lui donne la puissance nécessaire à la simulation et aux algorithmes de placement et routage.
Deux processeurs sont ainsi simultanément disponibles, l'un supportant tous les logiciels de CAO électronique CAE 2000, le processeur standard donnant accès à la large gamme des logiciels IBM PC (tels que Lotus et Wordstar...)

TekStation AT : sur orbite vers le futur.

La TekStation AT saura évoluer et s'adapter à vos nouveaux problèmes de conception.
Tektronix : la garantie d'un leader mondial pour la plus large ouverture sur l'avenir.

**La vraie CAO électronique n'est plus inabordable, contactez-nous.
Division Système : 69.07.78.27.**

Tektronix
BP 13 91941 LES ULIS CEDEX.

Tektronix

Silvar-Lisco et les sept logiciels

Destiné au marché de l'I.A.O., voici un ensemble de sept logiciels spécialisés, intégrés, permettant le passage aisé d'une tâche à l'autre et ainsi l'accroissement de la productivité au niveau des bureaux d'études. Leur interface « transparent » les rend utilisables sur la plupart des ordinateurs et terminaux du marché.

● SDS : pour la saisie de schémas

Le système SDS est un ensemble de programmes permettant de saisir des schémas logiques (conception hiérarchisée, méthode « bottom-up », « top-down... »).

Il s'agit du programme « CASS » de saisie de schémas complexes et symboles, du langage « SDL » permettant d'entrer un schéma sous forme alphanumérique, des programmes « DASH » (introduction en base de données d'un schéma dessiné manuellement), « HIDEX » (mise « à plat » de schémas conçus au niveau architectural) et « HIPAR » (division d'un schéma logique hiérarchisé en sous-ensembles).

● Helix : simulation comportementale

C'est un ensemble puissant de logiciels d'aide à la conception et à la validation de systèmes électroniques complexes. Il permet de simuler le fonctionnement de circuits dont les éléments présentent simultanément différents niveaux d'abstraction (niveau système, architectural, registres, fonctionnel, logique). L'utilisateur valide sa conception au niveau système, mais aussi à un niveau de détail beaucoup plus fin. Il dispose de bibliothèques de modèles (au niveau fonctionnel et au niveau portes) et d'un langage de description hiérarchique HHDL pour adapter les modèles de la bibliothèque à ses besoins, ou créer de nouveaux modèles, ou encore pour définir les caractéristiques de son schéma à un haut niveau d'abstraction. Le langage HHDL est d'un emploi particulièrement aisé pour les non-programmeurs.

● SLTV : vérification de timing

Ces dernières années, des outils d'automatisation de la conception ont été créés pour réaliser spécifiquement des vérifications de timing. SLTV présente à l'utilisateur un résumé des retards survenants sur tout ou partie du circuit sans qu'il lui soit nécessaire de procéder à une simulation complète des états logiques du réseau.

● BIMOS : simulation logique portes et transistors

BIMOS est un simulateur logique spécifiquement conçu pour la technologie MOS qui permet de simuler le fonctionnement logique de circuits comportant des modèles allant du niveau transistor au niveau bloc fonctionnel (ROM, RAM, PLA).

● SWAP : pour les circuits à capacités commutées

SWAP est un outil logiciel puissant destiné à la simulation des circuits intégrés utilisant les capacités commutées, tels que les filtres employés en télécommunication, en synthèse de la parole et en vidéo.

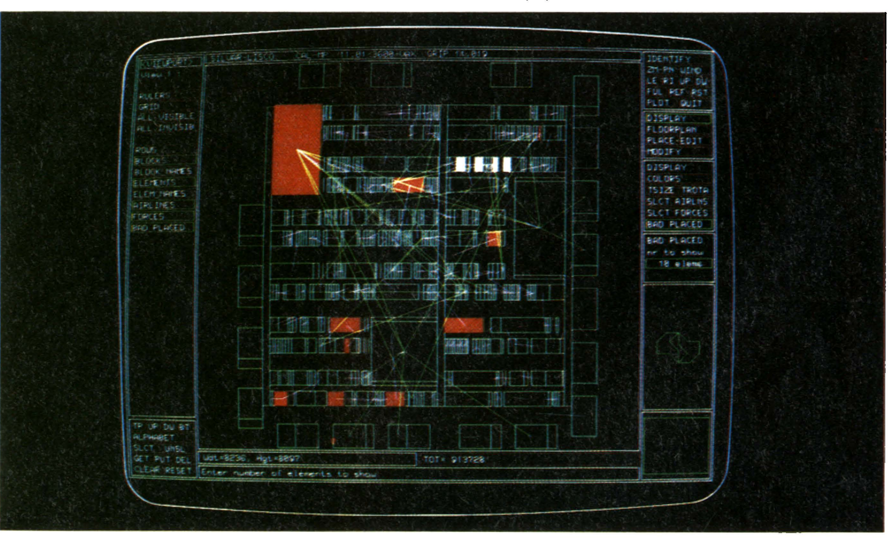
● GARDS : pour les prédiffusés

GARDS est un système de logiciels destiné aux réseaux prédiffusés qui permet le placement et le routage, d'une façon rapide et efficace, de divers types de réseaux réalisés dans différentes technologies.

● CAL-MP : pour les précaractérisés

CAL-MP est un ensemble de logiciels de placement et de routage automatiques de cellules précaractérisées, qui laisse à l'utilisateur la possibilité d'effectuer certaines opérations de placement-routage interactivement. Il permet de réaliser aisément et rapidement l'implantation des circuits intégrés. Enfin, il ne requiert de l'utilisateur qu'un très petit nombre d'interventions d'un coût minimal pour obtenir une puce de surface optimale.

Silvar-Lisco
Tél. : (1) 825.00.66



Un affichage clair, bien qu'assez complexe (Logiciel CAL-MP).


PROTEGEZ !
Avec
TROPICOAT
vernis spécial
circuits imprimés
et THT.
Jelt
TROPICOAT
V1
ET TOUTE UNE GAMME DE PRODUITS
POUR L'ELECTRONIQUE.
Documentation gratuite sur demande à:
157, rue de Verdun, 92153 Suresnes
Jelt


Votre coffret
plastique ou métal ?
COFFRETS
POUR
L'ELECTRONIQUE
1985
plus de 130 modèles en stock
pour tout modèle hors standard notre service "prototype - express" est à votre disposition
STRAPU
TEKO
hobbybox
Envoi franco sur demande à:
FRANCLAIR ELECTRONIQUE SARL - BP 42
92133 ISSY-LES-MOULINEAUX
Tél.: (1) 554.80.01 - Télex: 201 286 F
fe

TRW, le standard pour la conversion flash A/D

TRW LSI Products Division résoud les problèmes de conversion rapide avec les convertisseurs flash A/D de la nouvelle génération.

Grâce à l'utilisation de la technologie bipolaire 1 micron : OMICRON-B™, TRW offre une solution monolithique en boîtiers économiques, pour une résolution de 4 à 9 bits à haute vitesse d'échantillonnage et faible puissance dissipée.

Ces produits permettent de digitaliser des signaux vidéo sans étage échantillonneur-bloqueur.

Ils n'utilisent que 2 tensions d'alimentation standard : + 5 V et – 5.2 V. Toutes les caractéristiques électriques sont garanties dans les gammes complètes de températures et de tensions d'alimentation.

Afin d'évaluer rapidement ces convertisseurs, TRW LSI Products Division propose une carte d'évaluation équipée des composants périphériques, permettant leur mise en œuvre rapide.

Produits idéaux pour les applications aussi diverses que vidéo, acquisition de données, radars, ultrasons, robotique et traitement de l'image.

Réf.	Résolution (bits)	Fréquence d'échantillonnage max. (MHz)	Bande passante min. (MHz)	Puissance dissipée max. (W)	Linéarité (LSB)
TDC[illegible]	4	25	12.5	0.4	1/4
TD[illegible]	6	25	12.5	0.6	1/4
TDC1047	7	20	7	1	1/2
TDC1048	8	20	7	1.6	1/2

Notes d'applications et fiches techniques sur demande.

TRW Composants
Électroniques S.A.
212, avenue Paul Doumer
92500 Rueil Malmaison
Tél. : (1) 751.08.06
Télex : 205 017

Distributeurs :
R.E.A.
Tél. : (1) 758.11.11 - Télex : 620 630
R.T.F.
Tél. : (1) 664.11.01 - Télex : 201 069



LSI Products Division
TRW Electronic Components Group

SERVICE-LECTEURS N° 250